

THESE

PRESENTEE A

L'UNIVERSITE BORDEAUX 1

ECOLE DOCTORALE DES SCIENCES PHYSIQUES
ET DE L'INGENIEUR

par **Bernard TRÉGON**

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

SPECIALITE : **Electronique**

Evaluation et caractérisation d'une technologie d'assemblage MCM-L
pour environnement haute pression forte température
(120 MPa, 175°C)

Soutenue le : 25 Octobre 2002

Après avis des rapporteurs : Mr.JAAFARI, Professeur, Université d'AMIENS.
Mr.CHANTE, Professeur, INSA de LYON

Devant la Commission d'examen formée de :

MM. J.P CHANTE	<i>Professeur</i>	<i>INSA de LYON</i>	<i>Rapporteur</i>
Y. DANTO	<i>Professeur</i>	<i>Université Bordeaux 1</i>	
A.JAAFARI	<i>Professeur</i>	<i>Université d'AMIENS</i>	<i>Rapporteur</i>
B.PARMENTIER,	<i>Ingénieur</i>	<i>Schlumberger Clamart</i>	
Y. OUSTEN	<i>Professeur</i>	<i>Université Bordeaux 1</i>	

- 2002 -

DEDICACE

A la mémoire de mon Père et de ma Mère

A la mémoire de mes Grand Pères et de mes Grand Mères

A tout ceux qui me sont chers

A ma famille de sang et ma famille de coeur

A mes amis

Je vous remercie tous de votre soutien

REMERCIEMENTS

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été réalisés au laboratoire de Microélectronique IXL de l'Université Bordeaux I, dirigé par Monsieur le Professeur A. TOUBOUL.

Je remercie tout d'abord Monsieur le Professeur A. TOUBOUL de m'avoir accueilli dans son laboratoire.

Je remercie à titre posthume, le Professeur Jean-Paul DOM ; pour m'avoir permis de réaliser ces travaux.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur le Professeur A. JAAFARI, pour avoir accepté de rapporter sur cette thèse.

Je remercie également Monsieur le Professeur J.P CHANTE, pour avoir accepté de rapporter sur ce travail malgré son emploi du temps très chargé.

Que Monsieur Bernard PARMENTIER Ingénieur sache combien je lui suis reconnaissant pour son soutien et la confiance qu'il m'a témoigné. Sans lui, ce travail n'aurait pu être initié, et mené à bien. Sa vision des choses et sa persévérance à démontré l'utilité de ces travaux.

Que Monsieur le Professeur Y. DANTO, soit assuré de ma reconnaissance pour l'autonomie et la confiance qu'il m'a accordées pendant ces années de recherche.

Je remercie énormément Monsieur le Professeur Y. OUSTEN directeur de cette thèse pour sa grande collaboration à ce travail. En effet, ses conseils, ses idées et les longues discussions que nous avons entretenues ensemble m'ont apporté beaucoup, et plus particulièrement, un ami. Je suis heureux d'avoir pu partager ces quelques années de recherche en sa compagnie. Un grand merci aussi à Madame OUSTEN.

Je remercie également Monsieur le Professeur A.S. BARRIERE pour son aide précieuse, ses qualités humaines, et son art de savoir faire partager son savoir.

Je ne saurais oublier l'aide que m'a apporté Monsieur L. Béchu pendant l'année du D.E.A. Qu'il soit assuré de mon entière reconnaissance.

J'ai découvert au cours de ces quelques années, des gens qui sont devenus des amis, plus ou moins proches, mais tous resteront gravés dans ma mémoire :

Je remercie énormément Jean-Yves Deletage, l'aide et le soutien qu'il m'a apporté sans compter, m'a été extrêmement précieuse.

Je ne saurais oublier de remercier Christine Ducos et Marie Geneviève Périchaud, Sophie N'Kaoua pour leur gentillesse, leur aide et leur chaleureuse amitié.

Un très grand merci à Lionel Hirsh, Pascal Tardy, Bruno Porté, S. Destor pour leur soutien, leur amitié, et leurs connaissances.

Que Messieurs B. Plano, Gilles N’Kaoua, P. Villesuzanne, R. Devreese soient remerciés pour leur aide et amitié pendant ces années de recherche (et pour l’ambiance des fêtes du labo).

La rencontre de certaine personnes au sein du laboratoire reste marquante tant du point de vue scientifique qu’humain. Un grand merci à F. Verdier, F. Marc, D. Dallet pour toutes ces discussions, et pour m’avoir fait partager un peu de leur vision de l’Univers..... Merci aussi à G.P. Léger, pour tout ce qu’il a pu m’apporter.

Mes remerciements vont aussi à Mesdames E. Drillon, M. Bernard, V. Cauhapé pour leur disponibilité et leur gentillesse.

Un merci tout particulier pour les échanges si riches d’enseignement que j’ai pu avoir avec avec F. Badets, A. Spataro, B. Lambert, M. P. Martin, S. Gauffre, C. Roussel, J. R. Coulon, R. Briand, O. Roquebrun..... et tous les autres. De tout les thésards du laboratoires, avec lesquels j’ai passé des moments inoubliables, j’espère n’avoir oublié personne dans ces quelques lignes. Si c’est le cas, qu’ils me pardonnent, ce n’était pas intentionnel.

Merci aux copains, qui ont supporté mes fautes d’orthographe : J. Montanné, R. Soubie, H. Misson.

Ce travail n’aurais pu être réalisé, si certaines personnes, en amont, il y a bien des années, n’avaient pas eu comme crédo, de faire découvrir les sciences à un public de jeunes de 12 ans (dont j’ai fais partie), au travers d’une association appelée «Jeunes Science Bordeaux ». Je tiens tout particulièrement à remercier Monsieur et Madame RALLION, Monsieur GARBAYE, et toute l’équipe d’animation scientifique qui travaille encore à faire découvrir les sciences au thésards de demain.

Merci à tout mes proches, L.Garat, A. Pedrosa, C. Bor, et plus particulièrement aux familles Blanc et Thomasson pour lesquels je conserverai toujours une affection sans bornes, car c’est à eux que je doit d’avoir pu aller jusqu’au bout. Je n’oublierai jamais ce que vous avez fait pour moi Claude, Jacqueline, Léopold, Manou, et Coralie.

Introduction Générale

Les systèmes électroniques sont de plus en plus petits et la complexité de leurs fonctions devient de plus en plus importante. De ce fait, les domaines d'application de l'électronique s'agrandissent et ont de plus en plus un rôle de simplification de la vie de l'homme. Il apparaît alors clairement que la fiabilité de ces systèmes doit être la plus élevée possible. Il est alors important de connaître l'environnement dans lequel va être utilisé le système électronique. L'étude du comportement des composants utilisés pour sa fonction durant le profil de mission permettra de contrôler la fiabilité du système électronique complet.

C'est dans ce cadre que nous présentons une « qualification fiabilisée » d'un système de mesure fabriqué en technologie MCM-L permettant de connaître la résistivité du sous-sol dans le domaine de la recherche pétrolière. L'étude de la résistivité souterraine a été introduite par les frères Schlumberger.

En effet, par l'étude de résistivité du sol, ils avaient montré que l'on pouvait déterminer la structure géologique du sous-sol à un endroit donné. [PER 66]

Dans la plupart des domaines de recherche scientifiques, les activités expérimentales sont liées à la mesure de grandeurs physiques ou physico-chimiques de diverses natures. Chacune de ces grandeurs doit être traduite en grandeur électrique (Courant/tension/fréquence), afin d'être stockée, analysée, afin de permettre son étude et sa modélisation.

Cette action de traduction de la grandeur physique en grandeur électrique est effectuée la plupart du temps par des capteurs, éléments essentiels d'une chaîne de mesure. Cette chaîne de mesure est systématiquement constituée des éléments suivants : capteur, suivi des circuits de traitement du signal, organes de transmission, de stockage et de transformation de l'information. Les progrès récents de l'électronique et des algorithmes de traitement de l'information ont amené à augmenter la précision et la fiabilité des mesures de ces grandeurs physiques. La densification des assemblages, combinée à la miniaturisation des circuits intégrés, rend possible l'intégration de la chaîne de traitement au plus près de la chaîne de mesure. Cette chaîne est par conséquent soumise à des environnements de travail plus ou moins contraignants.

Dans le premier Chapitre, les différents domaines dits « sévères » : Haute Température et Forte Pression (HTFP), les capteurs dotés de leur électronique de traitement sont présentés. Dans ce cadre, nous verrons que la prospection pétrolière, la géophysique, l'océanographie, et l'automobile sont des domaines où l'électronique de contrôle devient prépondérante.

Les besoins d'électronique liés aux milieux HPFT sont listés. Le comportement des différents éléments constitutifs d'une fonction électronique est abordé en fonction de HPFT. Les conditions environnementales seront ensuite résumées, de manière à cerner les contraintes auxquelles seront soumis les circuits faisant l'objet de notre étude.

Les systèmes et circuits électroniques, bien que généralement étudiés de manière à résister au mieux aux contraintes environnementales sévères, ne sont pas conçus pour résister aux environnements HPFT. Les applications actuelles mises en œuvre en géophysique utilisent des composants de type militaire et des technologies d'assemblages coûteuses et parfois inadaptées. L'originalité de notre approche consiste à envisager l'utilisation d'une technologie d'assemblage faible coût. Nous avons donc établi un tour d'horizon sur les technologies d'assemblage en électronique utilisables pour notre application.

Le chapitre 2 nous permettra d'aborder un certain nombre de points critiques pour la réalisation de nos prototypes, ainsi que pour leur réalisation. Nous verrons dans un premier temps comment certaines lois de fiabilité peuvent être abordées au travers d'une approche de la physique de la défaillance (et non plus uniquement selon une approche statistique). Cette méthodologie oblige à considérer les phénomènes de dégradation via leur modélisation physique. C'est pourquoi dans un deuxième temps, nous aborderons l'ensemble des modes de dégradation possible, envisageables sous diverses contraintes environnementales, ainsi que leurs lois associées.

Nous verrons ensuite, en dressant un état des lieux sur les connaissances du comportement en température des matériaux impliqués dans la réalisation des assemblages en électronique, comment orienter nos choix pour la réalisation de nos prototypes.

Dans un troisième temps, nous mettrons au point, et qualifierons un banc de test permettant de satisfaire, à la fois aux standards de qualifications des composants électroniques et assemblages sous contraintes thermiques, mais aussi sous contraintes de compression isostatiques. Ce banc de test devra répondre aux exigences des contraintes de travail d'outils de prospection pétrolière, c'est à dire un système de mise en pression cyclique, couplé à un système de mise sous contraintes de température. Ce banc doit être capable de simuler des environnements HPFT, autrement dit des pressions d'au moins 1200 bar, et des températures de 175°C.

Dans le chapitre 3, nous tenterons d'établir une modélisation comportementale des différents composants impliqués dans la réalisation des prototypes. Nous verrons de manière approfondie les propriétés physiques et électroniques des matériaux semi-conducteurs, soumis à des contraintes combinées pression et température, du point de vue théorique. Nous tenterons d'en extraire un modèle analytique, permettant d'appréhender les variations de propriétés électriques des composants soumis aux environnements HPFT. Une étude similaire sera menée pour les composants passifs. Ces modèles comportementaux rendront compte des variations observés dans la partie expérimentale de cet exposé, et pourront, selon leur validité, servir de base à l'étude de composants plus complexes.

Le chapitre 4 regroupe les parties expérimentales, et les simulations thermomécaniques de cet exposé. Nous aborderons dans une première partie, la conception et la réalisation des différents prototypes réalisés autour de conclusions des chapitres 1 et 2. Nous verrons ensuite le comportement réel de ces différents prototypes caractérisé grâce au banc de test que nous avons conçu au chapitre 2. Les dérives comportementales seront étudiées au niveau de la fonctionnalité électrique, mais aussi au travers de la dégradation des assemblages, sous contraintes statiques et dynamiques (cyclages). Le comportement des différentes options d'assemblages sera ensuite étudié à l'aide de la méthode des éléments finis. Le but de cette étude est de déterminer les fragilités potentielles de nos options, de corrélérer la localisation de ces fragilités avec les dégradations observées en phase de vieillissement, et ainsi de déterminer la technologie d'assemblage la plus robuste face aux environnements HPFT.

En conclusion de cet exposé, nous aborderons les perspectives de ces technologies et l'avenir de l'approche HPFT dans la conception et la réalisation de circuits électroniques destinés aux environnements sévères

Chapitre 1

**« Synthèse des besoins et
comportement des cartes
électroniques en environnement Haute
Température Forte Pression »**

1.	Les domaines potentiels de l'électronique soumise à des conditions sévères.....	19
1.1.	La prospection pétrolière, la géophysique	19
1.1.1.	<i>Les domaines de recherche</i>	19
1.1.2.	<i>Les conditions environnementales</i> :.....	22
1.1.3.	<i>Les besoins en électronique</i> :	23
1.2.	L'océanographie.....	25
1.2.1.	<i>Les domaines de recherche:</i>	25
1.2.2.	<i>Les conditions environnementales</i>	27
1.2.3.	<i>Les besoins en électronique</i> :	29
1.3.	L'automobile.....	33
1.3.1.	Les domaines d'applications.....	33
1.3.2.	Les conditions environnementales :.....	35
2.	Synthèse des besoins, et phénomènes impliqués en conditions environnementales sévères.....	36
3.	Etat de l'art des assemblages et composants utilisés en électronique :	38
3.1.	Panel des technologies d'assemblage actuellement utilisées.....	38
3.2.	Conditionnement multi-puces: MCM.....	42
3.3.	Matériaux d'assemblage utilisables dans des applications à environnement sévère	49
3.3.1.	Les propriétés critiques :	49
3.3.2.	<i>Les substrats laminés multi-couches</i>	51
3.3.3.	Les substrats « flexs »	54
3.3.4.	Les résines d'encapsulation	56
3.4.	Approche de type facteur de coût, intérêt de l'emploi d'un MCM.....	58
4.	Conclusion :	62

1. Les domaines potentiels de l'électronique soumise à des conditions sévères

Dans la plupart des domaines de recherche scientifique tels que la géophysique ou l'océanographie, les activités expérimentales sont liées à la mesure de grandeurs physiques ou physico-chimiques de diverses natures. Dans ce paragraphe, nous effectuons un tour d'horizon des disciplines susceptibles d'utiliser de l'électronique de mesure ou de traitement en environnement sévère : température et/ou forte pression.

1.1. La prospection pétrolière, la géophysique

1.1.1. Les domaines de recherche

La recherche du pétrole et du gaz naturel font appel à de nombreuses techniques dont la géophysique fournit l'arsenal de recherche essentiel. L'exploration des gisements pétroliers repose principalement sur la recherche de structures géologiques spécifiques (poches naturelles, cavités, failles...).

Les hydrocarbures sont des sédiments présentant la particularité de rester à l'état fluide, et prenant naissance, au cours ou à l'issue de processus de diagénèse en profondeur : phénomènes physico-chimiques par lesquels des sédiments frais sont transformés en roches cohérentes. Pour comprendre les différents phénomènes régissant la répartition des hydrocarbures, et ainsi orienter la prospection, les géologues doivent analyser le milieu, le cadre de sédimentation, les processus de diagénèse, les transformations de sédiments, et les migrations de fluides qui en sont expulsés, ainsi que les barrières d'origine tectoniques ou sédimentaires susceptibles de provoquer des accumulations. On pourra ainsi parler de sédimentologie, d'une géochimie, d'une dynamique, d'une tectonique et d'une géographie spécifiquement pétrolière [PER 66].

La structure fondamentale d'un gisement pétrolier repose donc sur la notion de piégeage structurel d'un fluide. D'un point de vue thermodynamique, les fluides en mouvement soumis à différentes forces parviennent à une position d'équilibre quand l'énergie potentielle est minimale et quand elle est entourée par des régions d'énergie à plus haut potentiel. Les fluides, en général migrent selon un gradient de potentiel d'énergie négatif.

Du point de vue hydrostatique, les hydrocarbures sont poussés généralement par des forces perpendiculaires aux surfaces équipotentielles, dans la direction des potentiels décroissants, un piège sera donc constitué chaque fois qu'une couche imperméable formera une surface concave dans la direction du potentiel croissant (Figure 1)

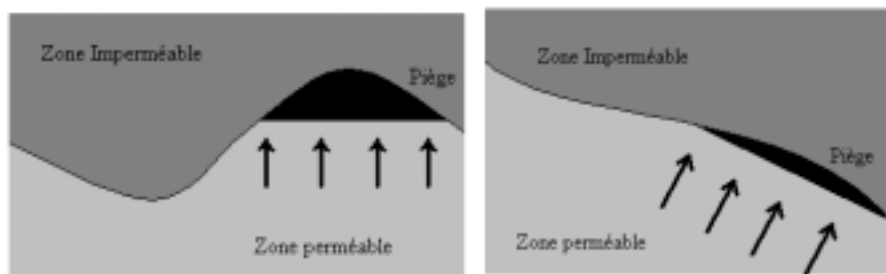


Figure 1 : Schéma de zones à faible potentiel formant un piège.

L'analyse géologique des pièges à hydrocarbures s'effectue généralement par une étude des propriétés intrinsèques des roches rencontrées au cours de forages verticaux. Les types de pièges principaux rencontrés sont représentés sur la Figure 2

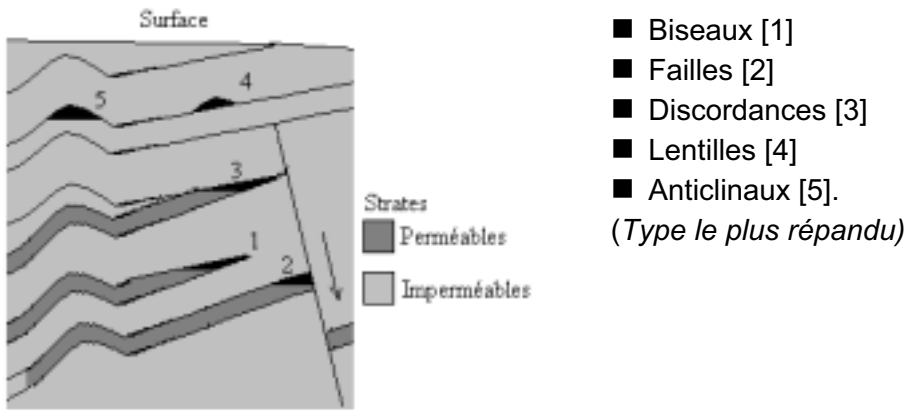


Figure 2 : Illustration des différents pièges possibles

Les gisements aquifères accompagnant les gisements d'hydrocarbures se déplacent à des vitesses souvent très lentes. Leur flux peut infléchir notablement les surfaces équipotentielles et modifier les conditions de piégeage. La structure du gisement peut alors nécessiter une analyse hydrodynamique pour évaluer soit la richesse du gisement, soit la nature des hydrocarbures en présence (Figure 3).

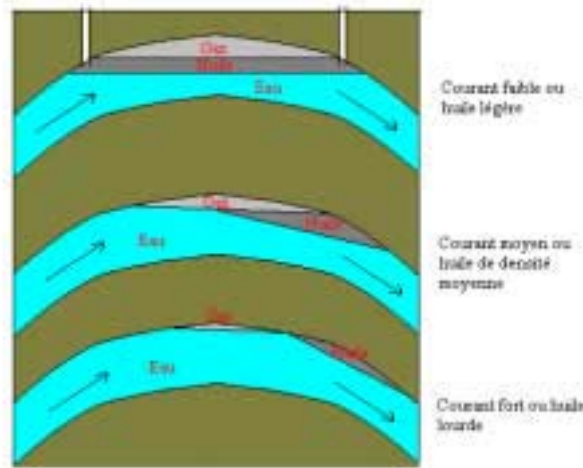


Figure 3 : Schéma du piégeage dynamique

La nature des roches impliquées dans la formation des pièges conditionne les formes des surfaces équipotentielles, ainsi que les conditions d'application des forces agissant sur les fluides.

Forces appliquées sur l'eau	Forces appliquées sur l'hydrocarbure en milieu aquifère
<ul style="list-style-type: none"> ■ La gravité ■ Les forces capillaires ■ Les forces osmotiques 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Différence de densité par rapport à l'eau ■ Forces capillaires ■ Forces d'expansion principalement pour les fluides gazeux.

Tableau 1 : Forces en présence dans un piège

L'application de ces forces dépend principalement de deux propriétés principales des roches : la porosité, et la perméabilité

On appelle Φ la porosité absolue de la roche, l'expression représentant le rapport V_s (volume matière solide) sur V , le volume total de la roche

$$\Phi = \frac{V - V_s}{V} \quad [1]$$

La porosité utile des réservoirs est généralement inférieure de 5 à 10% à la porosité absolue. En général, le volume récupéré d'hydrocarbure est au mieux du tiers du volume de la roche.

Dans les zones aquifères, la porosité des roches est mesurée soit par des méthodes acoustiques ou radioactives, soit via la résistivité des formations rocheuses, sachant que la résistivité intrinsèque de la roche R_0 est liée à la résistivité de l'eau interstitielle R_w par la relation :

$$R_0 = \frac{A}{\Phi \cdot m} R_w \quad [2]$$

Le rapport A/m est connu de manière empirique pour la plupart des roches. Cette relation permet, à l'aide d'une étude de la résistivité, appelée "Log électrique", de connaître la contenance en hydrocarbure et en eau d'un réservoir (appelé roche mère).

La notion de perméabilité (deuxième propriété importante) s'introduit sous sa forme analytique lorsque l'on veut calculer les volumes de fluides qui s'écoulent dans un milieu poreux sous l'effet des pressions auxquels ils sont soumis. Le débit de fluide dans un milieu poreux s'exprime par la relation de Darcy [PER 66]:

$$Q = S \frac{K}{\eta} \frac{dp}{dx} \quad [3]$$

avec S est la section de roche considérée, η la viscosité du fluide, $\frac{dp}{dx}$ le gradient de pression source du débit de fluide, et K la perméabilité de la roche, exprimée en Darcy ou en milliDarcy. Ce paramètre est mesuré la plupart du temps par lecture des débits sur des échantillons de roche en laboratoire. Son importance est capitale pour estimer la quantité de fluide exploitable, ainsi que le mode d'extraction utilisable sur le site.

La plupart des roches ont des perméabilités comprises entre 0 et 1000 md :

- De 0 à 10 md, la perméabilité est faible
- De 10 à 100 md, la perméabilité est moyenne
- A partir de 100 md, la perméabilité est considérée comme bonne.

Il est toujours délicat de passer des mesures de perméabilités au débit potentiel d'un puits. Ce dernier paramètre ne peut être connu avec une bonne approximation que lors de tests de débit par injection d'eau sous pression.

Nous montrons au paragraphe suivant que les facteurs physiques extérieurs aux réservoirs, tels que pression et température qui règnent dans le sous sol, déterminent les propriétés physiques des fluides (les phases liquides ou gazeuses sous lesquelles se présentent les fluides à extraire)

1.1.2. Les conditions environnementales :

Les gradients de température et de pression ont une importance fondamentale pour la plupart des problèmes ayant trait au déplacement de l'huile et du gaz au travers des roches, ce mouvement pouvant être une migration à l'origine d'une accumulation d'huile ou de gaz dans un gisement, ou bien un mouvement d'huile ou de gaz vers un puits creusé à l'intérieur du gisement.

Dans ce contexte, la pression a probablement de plus grands effets que la température. L'une et l'autre influencent les volumes et, de ce fait, la légèreté des fluides, mais la pression a une plus grande action, spécialement pour le gaz naturel. En général, le principal effet d'une augmentation de la température est une diminution de la viscosité des liquides, ce qui leur permet de s'écouler plus facilement.

Les fluides renfermés dans les pores d'une roche réservoir apparaissent sous un certain degré de pression, généralement appelé " pression de réservoir ", ou " pression de formation ". Nous pouvons déterminer cette pression en mesurant la force par unité de surface exercée par les fluides contre la paroi de la roche réservoir à l'endroit où elle a été touchée par un puits.

Dans le cas général, les réservoirs sont remplis d'eau. Au sein du puits, si la roche présente des pores en connexion, le poids de la colonne d'eau exerce une pression, dite pression hydrostatique.

La hauteur piézométrique d'une nappe d'eau ou d'un fluide en un point donné est par définition, la hauteur à laquelle s'élèverait l'eau ou le fluide dans un tube qui mettrait en communication cette nappe avec l'air libre. En fait, si Z est la cote absolue du point de mesure de pression dans le réservoir, d la densité de fluide, et P sa pression, la hauteur piézométrique h est donnée par la formule :

$$h = Z + \frac{P}{d.g} \quad [4]$$

Le gradient hydrostatique augmente de 10Kg/cm² par 100 m de profondeur pour une eau douce. Dans le cas des eaux à forte salinité, le gradient peut être sensiblement plus important. Dans le cas du pétrole, il est plus faible (8 à 9 Kg/cm² par 100 m pour des pétroles de densité 0.8 à 0.9).

On définit ainsi un " niveau potentiométrique ", équivalent à la hauteur piézométrique, pour laquelle la hauteur d'eau douce est remplacée par la hauteur d'eau salée. On peut alors dessiner pour un réservoir donné une carte des valeurs piézométriques ou potentiométriques.

Ce potentiel peut s'exprimer en termes de " pression " au lieu de " hauteur ". C'est la pression hydrodynamique ou pression de référence.

La **température** augmente, avec la profondeur : c'est le gradient géothermique. Elle peut varier également au cours de l'histoire géologique. Les températures de gisement dépassent rarement 100°C, mais dans quelques cas, on a noté des valeurs atteignant 150°C en Californie, 165°C au Vénézuéla, 160 à 180°C en Sibérie. Les changements de température peuvent être à l'origine des anomalies de pression citées précédemment.

Un puits en exploitation voit sa pression diminuer, par contre, la température à un niveau de profondeur donné reste constante.

Le gradient géothermique est le quotient de la différence entre la température de la formation géologique et la température de la surface, par la profondeur. Il est en moyenne de 1°C par 30 m. Des mesures faites sur des puits profonds montrent que le gradient augmente légèrement avec la profondeur (notée négativement par rapport au niveau du sol), autrement dit que la température croît moins vite à partir d'une certaine profondeur.

La conductivité thermique des terrains varie suivant la nature lithologique ; elle est très faible dans les charbons et les argiles, plus élevée dans les sables, les carbonates et les roches volcaniques. Elle augmente avec un accroissement de la densité, c'est à dire avec une baisse de la porosité. Dans les formations poreuses, et perméables, aquifères, elle est également fonction du courant d'eau.

Du point de vue géophysique, l'ensemble des mesures effectuées en prospection pétrolière présentait un intérêt certain pour la compréhension des phénomènes de formation des bassins sédimentaires contenant les huiles pétrolières. Mais l'étude géophysique du globe par forage profond en dehors du domaine des forages océaniques ne date que des années 1970. C'est la réussite du programme international des forages océaniques profonds qui a donné l'impulsion. Longtemps, les études géophysiques ont été basées sur des techniques sismologiques depuis la surface. L'émission en mode impulsif d'ondes acoustiques, utilisées en réflexion sur les basses couches géologiques permettait de cartographier les sous sols. Cette technique, toujours utilisée actuellement, constitue d'ailleurs en prospection pétrolière une approche préliminaire de l'étude d'un gisement et un complément essentiel de l'étude des boucliers continentaux in-situ.

Dès 1953, un programme belge [QUI 91] permet lors d'un forage de 5000 mètres, de révéler la présence de gypse et de sels carbonifères. Le programme de géologie profonde de la France (GPF), a permis d'effectuer des forages de l'ordre de 8000 mètres. En Russie, et en Allemagne, des puits de 12260 m et 14000 m ont permis de mettre en évidence des températures de 200°C à 12000 m.

Sur le plan technologique, les forages exécutés dans les socles continentaux ont conduit à favoriser certains modes de forage (« Rotary » combiné au carottage diamant au câble), ainsi qu'à mettre au point des outils de diagraphie électrique de plus en plus résistants. L'élévation de température et de pression en profondeur, surtout en zone volcanique, couplée avec l'existence de fluides agressifs amène les outils en limite de tolérance des systèmes de détection. En zone volcanique, le forage le plus agressif que l'on peut citer est celui de Salton Sea , où le gradient thermique atteint une température de 355°C au fond du puits. Il est donc nécessaire de concevoir des outils de mesure appropriés à ces contraintes de pression et de température.

1.1.3. Les besoins en électronique :

Au début du XIX^{ème} siècle, un étudiant de l'école des Mines de Paris, Conrad Schlumberger, mit au point une méthode expérimentale de détermination de la conductivité électrique des sols, destinée à repérer des zones de minerai à comportement métallique environnées par des roches de conductivité moindre. Ce mode de détection devait selon lui permettre de trouver des gisements de minéraux à haute teneur métallique contenant cuivre, fer aluminium, or, etc.

Le procédé de détection utilisé était le suivant :

- Génération d'un champ électrique en profondeur
- Mesure et délimitation des courbes équipotentielles en surface
- Comparaison de ces courbes avec celles obtenues théoriquement avec un sol homogène

La première validation de la méthode fut établie en 1912, en Normandie, dans une région particulièrement riche en minerai de fer. La lecture de ces premières courbes équipotentielles permit non seulement de confirmer les capacités de la méthode à détecter la présence de minerai, mais aussi de donner la structure géologique interne des couches géologiques du sol.

Les frères Schlumberger fondèrent une société de prospection de minerai, dont les activités s'étendirent rapidement à la prospection pétrolière.

Nous avons vu au paragraphe précédent que les paramètres fondamentaux des roches

(perméabilité, porosité) sont accessibles via la lecture des diagraphies électriques appelées aussi " Logs électriques ". Le développement des outils de diagraphie au cours des décennies qui ont suivi la première mesure de Conrad Schlumberger, ont rendu possible la lecture des structures en forme de strates géologiques de manière de plus en plus précise et de plus en plus fiable. Un exemple est donné Figure 4

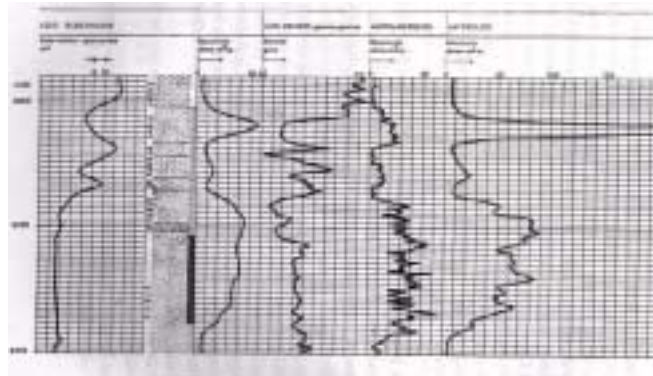


Figure 4 : Diagraphie électrique d'une réservoir présentant la superposition Gaz-huile-eau

Pour affiner les mesures de courbes équipotentielles de surface et obtenir des mesures en profondeur, les frères Schlumberger incorporèrent aux outils de descente dans le forage, des capteurs de résistivité in-situ. L'enregistrement permet ainsi de cartographier le puits de forage mètre par mètre, avec une résolution inférieure au centimètre.

Le principe du carottage électrique est décrit sur le schéma suivant (Figure 5):

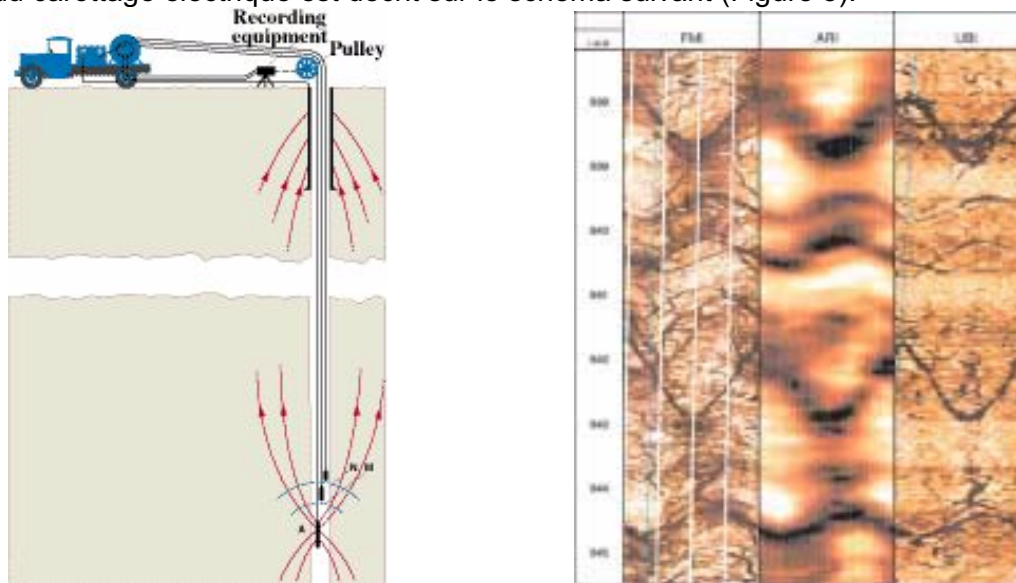


Figure 5: Schéma de principe du carottage électrique ou " logging électrique "

Trois électrodes A,M et N sont descendues le long du puits. Un courant émis par l'électrode A se répand dans la formation géologique considérée, et les différences de potentiel mesurées aux électrodes M et N permettent d'obtenir la résistivité apparente de la formation rocheuse.

Les outils de mesure de " Logs électriques " n'ont cessé d'être perfectionnés, et l'électronique embarquée dans ces outils est devenue plus complexe. Outre les mesures électriques, nous avons vu qu'il était capital pour les géologues d'obtenir des informations sur les conditions de pression et de température régnant en profondeur. Les outils de prospection, ainsi que les gammes de capteurs embarqués dans ces outils permettent de mesurer pression, température, résistivité. Nous présentons ici à titre d'exemple la structure d'un outil de détermination des pressions températures, possédant un système d'enregistrement intégré, permettant de s'affranchir des pertes d'informations dues au transport de l'information vers la surface.

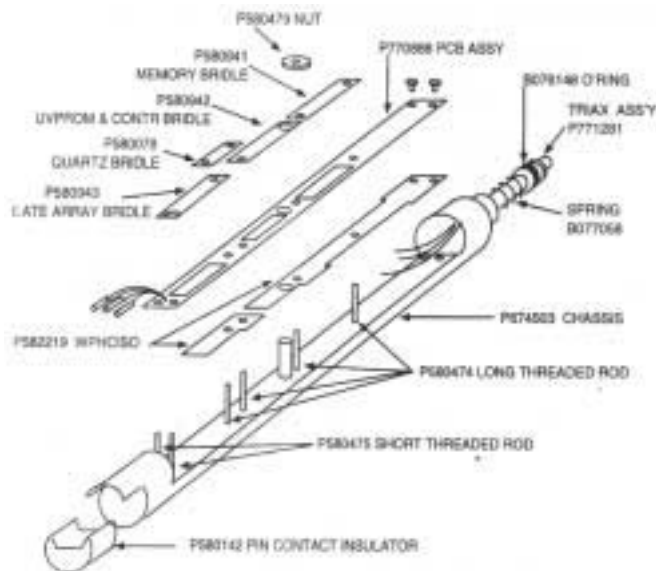


Figure 6 : Structure d'un outil de « Logging électrique »

Les travaux que nous décrivons dans la suite de ce document sont liés à une intégration modernisée et plus dense de l'électronique utilisée dans l'outil de type « Log électrique ».

De plus, afin de rendre l'outil plus facile d'exploitation, une dimension économique (coût faible) sera aussi recherchée.

1.2. L'océanographie

L'océanographie est un autre domaine dans lequel l'importance de l'instrumentation électronique devient prépondérante. Dans ce paragraphe, nous expliciterons les domaines liés à la recherche océanographique puis nous montrerons les besoins en électronique.

1.2.1. Les domaines de recherche:

Nous pouvons distinguer dans les domaines de recherche propre à l'océanographie en premier lieu " l'océanographie physique ". Suivant que l'on s'intéresse au milieu marin sous son aspect statique ou dynamique, on peut subdiviser l'océanographie physique en un domaine physico-chimique, et en un domaine d'étude des mouvements de masses d'eau locaux ou globaux. Nous verrons dans le paragraphe consacré aux conditions environnementales, que la constitution propre de l'eau de mer constitue la base de la compréhension des phénomènes de dégradation des systèmes.

La **densité** est à la base des calculs dynamiques en vue de déterminer les courants et les mouvements des grandes masses océaniques. Le son se propage dans l'eau de mer approximativement cinq fois plus vite que dans l'air. Le milieu de propagation étant quasiment incompressible, les pertes en énergie sont faibles. La connaissance de la vitesse de propagation du son dans l'eau de mer dépend de la densité du milieu de propagation, et donc de la salinité et de la température. Ces paramètres conditionnent la qualité des mesures effectuées à l'aide des sondes acoustiques et des sonars. Ce genre d'étude, directement liée à la détection de sous marins en profondeur, fait l'objet de recherches poussées de la part de nombreux laboratoires militaires de par le monde.

Une classification des eaux du large (bleues) ou à proximité des estuaires (couleurs jaunes ou brunes) a été effectuée à l'aide de la mesure du coefficient d'extinction d'un faisceau optique cohérent en fonction de la longueur d'onde.

D'autres paramètres sont étudiés comme :

- La **salinité** de l'eau dont les variations sont sensibles aux conditions locales de dissolution des sels (mers fermées, proximité du pôle).
- La **viscosité** de l'eau, dont la variation intervient dans les principes hydrodynamiques impliqués dans les déplacements des masses d'eau.
- La **température**, variant dans une large mesure en fonction des saisons et des endroits où elle est mesurée.

D'une manière générale, la température décroît avec la profondeur. Il existe une couche superficielle affectée par les conditions météorologiques et d'insolation, au-dessous de laquelle les variations sont surtout dues à des phénomènes dynamiques. Les deux couches sont séparées par ce que l'on appelle le thermocline, où la variation de température est très rapide.

Economiquement, les fonds sous-marins apparaissent comme une source de richesse potentielle dont les moyens d'extraction font l'objet à l'heure actuelle d'un développement industriel en forte croissance. Les domaines d'intérêt se focalisent sur l'extraction de minéraux en profondeur, présents en forte proportion, et représentant de 20 à 90% des ressources planétaires. **L'exploitation directe des ressources océanes** commence par l'extraction de certains sels, directement de l'eau de mer. Près de 90% de la production mondiale de brome, 60% de la production mondiale de magnésium sont issus de l'eau de mer. Les richesses issues du sous-sol océanique sont de plusieurs natures. Il faut pour parvenir à les extraire, creuser sous les couches sédimentaires, elles-mêmes recouvertes d'une masse d'eau exerçant une pression hydrostatique ou hydrodynamique importante. Les minéraux contenant de l'étain présentent un grand intérêt pour l'exploitation. Les dépôts de phosphates sont actuellement en cours d'évaluation. Les boues du fond des fosses de la Mer Rouge, riches en sulfure de Zinc, cuivre, plomb et argent, ont fait l'objet d'essais de pompage. La richesse minérale principale du fond des océans est les nodules polymétalliques, contenant par ordre décroissant de teneur, du manganèse, du fer, du nickel, du cuivre et du cobalt. On estime actuellement à plus de 16 milliards de tonnes les réserves présentes dans le seul Océan Pacifique. Mais les problèmes de ramassage et de traitement, rendent difficile le lancement de l'exploitation industrielle. Ce secteur de la production de minerai est encore dans une phase de recherche et il apparaît que l'électronique d'instrumentation sera prépondérante dans l'exploitation de ces gisements.

L'étude des sédiments (**sédimentologie**) peut se classer en deux types : la sédimentologie littorale (étude des fonds marins et du plancton associé), et la sédimentologie profonde, qui est utilisée dans le cadre de la recherche pétrolière (attache des plates-formes, étude des couches géologiques).

La **géophysique**, au service de la géologie sous marine, consiste à déterminer la nature et la structure des roches et des couches géologiques des fonds marins, en employant des méthodes de détection indirecte. On peut noter quatre principaux modes de détection indirecte : la *sismologie*, la *gravimétrie*, le *magnétisme*, et la *téledétection par satellite*.

Le principe de la **sismologie** consiste à générer une onde acoustique, qui se réfléchit sur les interfaces entre les différentes couches, mais dont on utilise aussi la réfraction au sein même de ces différentes couches. On dégage donc deux principes de sismologie océanographique (sismique réflexion ou réfraction), comme détaillé sur le schéma suivant :

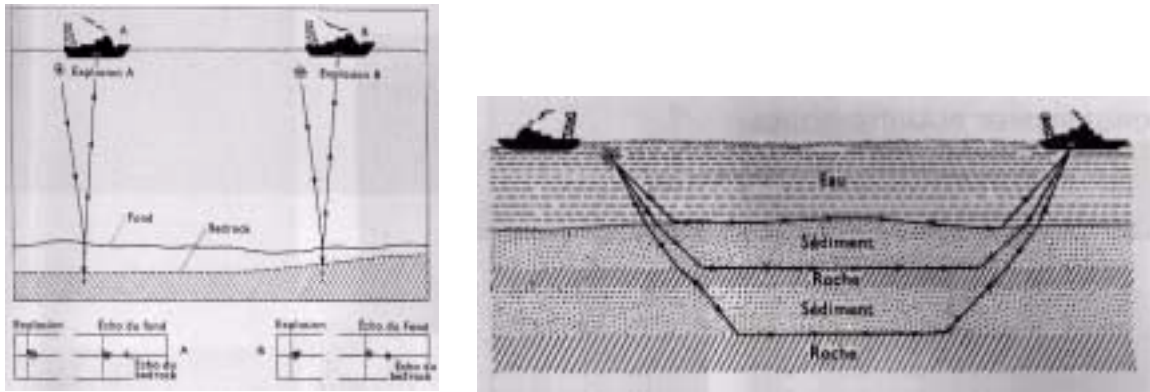


Figure 7 : Les principes de base de la sismologie sous-marine

La sismique réflexion, aussi utilisée en recherche pétrolière de surface, consiste à générer depuis la surface, une onde acoustique impulsionnelle par utilisation d'explosifs. Un bateau traînant des hydrophones enregistre les échos réfléchis sur le fond et sur les interfaces du sous-sol. Cette méthode renseigne principalement sur les épaisseurs de couches sédimentaires, les vitesses de propagation dans les différentes couches étant fournies par la méthode dite "sismique réfraction".

L'un des points d'étude principaux en géologie océanographique reste le **volcanisme et l'hydrothermalisme** sous-marin.

L'activité sismique sous les dorsales rend le volcanisme sous-marin beaucoup plus important que le volcanisme aérien. D'une part, la longueur des dorsales dépasse de loin celle des chaînes volcaniques émergées, d'autre part, le volcanisme de ces dorsales est associé à la genèse des fonds sous-marins, à leur expansion, et à la formation d'un grand nombre de gisements métallifères. Les pressions hydrostatiques qui pèsent sur le cratère immergé (Equation [7], 1 bar à 10 m, 1100 bars à 11000 m), ont une influence sur les manifestations éruptives. Cette faiblesse des pressions pré-éruptives rend difficile la détection des phénomènes éruptifs en grande profondeur. Cette détection, capitale pour la prévention de phénomènes type « tsunami », ne peut se faire que par l'implantation de sondes actives en grande profondeur, pourvues de capteurs sismiques.

Outre la surveillance des entités biologiques, l'océanographie appliquée regroupe globalement 5 axes majeurs :

Le premier est la surveillance de *la pollution* . Les polluants et les facteurs de pollution sont d'autant plus nombreux et difficiles à cerner que leur nature, leur intensité et leurs effets sont changeants dans le temps. On peut noter qu'une surveillance particulière est apportée à l'éjection d'hydrocarbures lourds issus d'anciens forages pétroliers sous-marins, dont la corrosion des installations entraîne à terme des fuites importantes d'huiles brutes.

La **production de pétrole en mer** reste l'industrie la plus rentable à ce jour. La production " off-shore " a dépassé les 1300 milliards de tonnes dans les années 1990, soit près de 30% de la production mondiale de pétrole brut. Dans les eaux profondes des plateaux continentaux, les installations de prospection et d'extraction sont basées sur des structures lourdes en acier ou en béton, construites à terre, et remorquées vers le large. Des études ont été menées pour supprimer ces structures coûteuses, et sensibles aux phénomènes de la houle. Ces études sont destinées à utiliser des techniques d'extraction complètement immergées.

1.2.2. Les conditions environnementales

Les facteurs principaux de l'agressivité du milieu marin résident dans la corrosion qu'elle peut entraîner sur des systèmes immergés. Pour comprendre la cause de l'accélération des phénomènes de corrosion, il faut remonter à la constitution chimique de l'eau de mer.

Elément	Masse (mg/m ³)		Elément	Masse (mg/m ³)
Chlore	18980000		Aluminium	500
Sodium	10561000		Lithium	100
Magnésium	1272000		Iode	50
Soufre	884000		Zinc	5
Calcium	400000		Plomb	4
Potassium	380000		Cesium	2
Brome	65000		Uranium	1.5
Carbone	28000		Argent	0.3
Strontium	13000		Nickel	0.1
Bore	4600		Mercure	0.03
Fluor	1400		Or	0.006

Tableau 2 : Constitution de l'eau de mer

La composition chimique de l'eau de mer, riche en sels minéraux, confère à cette dernière des propriétés de **corrosion** particulièrement agressives, notamment en ce qui concerne les métaux. D'un point de vue chimique, la corrosion est un processus d'oxydation qui transforme les métaux en composés tels que des oxydes, carbonates, sulfures, etc. La corrosion par l'eau de mer est un phénomène électrochimique, ayant pour cause une activation électrique locale due aux potentiels électrochimiques des espèces en présence. La variation de potentiel provoque un effet de pile électrolytique, qui corrode les métaux. Ce phénomène sera détaillé dans le Chapitre III, afin d'expliquer les dégradations observées sur les assemblages considérés. On peut noter toutefois que ces phénomènes sont fortement dépendants de la température et de la pression. Une augmentation de l'une ou l'autre de ces deux conditions environnementales a pour effet d'augmenter le phénomène de corrosion. Le problème le plus délicat auquel sont confrontés les ingénieurs reste la fiabilité du matériel électronique dans cet environnement aux conditions de température et de pression sévères. Pour répondre aux agressions du milieu marin, les ingénieurs tendent à travailler à l'aide des concepts fiabilistes développés par les industries nucléaire et spatiale.

La **température** des fonds marins varie en fonction d'un certain nombre de paramètres, qui sont principalement dûs à des effets locaux. La température est fonction des conditions locales de propagation des courants, de la saison et de la profondeur. D'un point de vue global, la température décroît avec la profondeur. Elle est très influencée dans les premières dizaines de mètres, par les conditions d'insolation et de transparence. Au-dessous du *thermocline*, la température décroît plus lentement. On peut considérer d'une manière générale, que les variations de température entre la surface et la profondeur équivalente aux fosses océaniques vont de 30°C à -5°C (températures pour lesquelles sont généralement garantis les équipements sous-marins). A la pression atmosphérique, l'eau de mer a un point de congélation dépendant de la salinité (-1,8°C pour une salinité de 35 ppm). Il faut noter que la température en grande profondeur peut être influencée par la présence de sources hydrothermales, ou de volcanisme actif (localement 300°C).

La **pression hydrostatique** est la contrainte environnementale la plus sévère pour les systèmes implantés en profondeur. La relation fondamentale de la statique des fluides nous donne, en fonction de la variation de la cote du point de mesure le long d'un axe vertical, la pression de la colonne d'eau surplombant le point de mesure :

$$\frac{dP}{dz} = -\rho \cdot g \quad [5]$$

où ρ est la densité du liquide considéré et g l'accélération de la pesanteur.

Sachant que le gradient de la variation de l'accélération de la pesanteur est négligeable pour les valeurs de la profondeur évoquée précédemment, l'intégration de l'équation [5] est immédiate :

$$P_A - P_B = \rho \cdot g \cdot (z_B - z_A) \quad [6]$$

en écrivant P_B la pression atmosphérique, et $z_B - z_A$ la profondeur de mesure, on obtient :

$$P_H = \rho \cdot g \cdot H \quad [7]$$

La pression ne dépend que de la densité du fluide considéré, et donc, de la salinité de l'eau (relation 7). Nous pouvons établir les variations de pression en fonction de la densité, sachant que la salinité de l'eau varie de 2 ppm (Mer Baltique) à 35 ppm (Mer Rouge), soit une variation de densité 1 à 1.026. La pression varie donc linéairement de 1 bar en surface à 1128 bars pour une profondeur de 11500 m. La Figure 8 suivante nous montre la correction de pression à ajouter en fonction de la profondeur et de la densité du fluide :

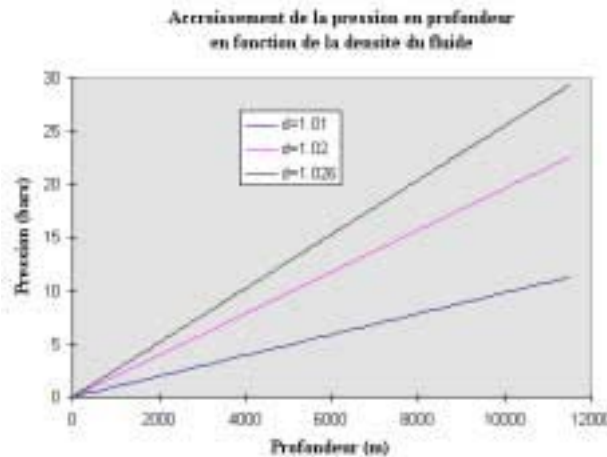


Figure 8 : Correction de pression en fonction de la salinité du fluide

Les deux contraintes environnementales principales dont il faut tenir compte en conception de systèmes et circuits pour les activités océanographiques restent donc la corrosion chimique des systèmes et la pression hydrostatique. La contrainte de température reste néanmoins dans les spécifications des normes de fonctionnement des composants et systèmes électroniques, à l'exception de systèmes immergés en très grande profondeur, au voisinage des systèmes volcaniques actifs, et des sources hydrothermales.

1.2.3. Les besoins en électronique :

Du point de vue des technologies employées en océanographie, on peut classer les engins de recherche en deux domaines principaux : Les *navires et plates-formes*, et les *engins de pénétration sous-marine*.

Les *navires océanographiques* sont équipés pour effectuer des prélèvements et mesures de toutes sortes, en surface ou en profondeur, au moyen d'instruments (capteurs, carottiers), manœuvrés par des treuils divers (pêche, hydrographiques, grande profondeur). Les *plates-formes* sont plus particulièrement des installations servant à l'exploration et à l'exploitation des fonds sous-marins, notamment à la recherche du pétrole, de minerai, de nodules poly-métalliques.

Les *techniques de pénétration sous-marine* peuvent être subdivisées en deux sous-familles : la mise en place de techniques nécessitant des interventions humaines, auxquels cas les profondeurs de travail envisagées pour les plongeurs conditionnent l'utilisation de scaphandres (autonomes ou non), ou la mise en place d'enceintes de confinement maintenues à la pression régnant en profondeur. La deuxième famille de techniques de pénétration sous-marine s'intéresse aux engins où la sortie de

l'homme vers le milieu extérieur n'est pas nécessaire. On retrouve ces systèmes principalement dans les engins de recherche scientifique en très grande profondeur. Le principe de base de ce genre de système est l'utilisation d'une coque externe résistant à la pression, abritant l'équipage, et des systèmes permettant de faire varier la flottabilité. Les profondeurs atteintes avec des hommes embarqués peuvent alors atteindre 6000 mètres (sous marin Nautil, Ifremer)

Le dernier volet de l'exploration océanographique, consiste en l'utilisation de techniques de mesure et de prélèvement à l'aide d'engins automatisés. Les progrès en ce domaine ont été rendus possibles grâce à ceux de l'électronique. Il existe actuellement un large éventail de sondes automatiques, permettant les mesures in-situ des caractéristiques physico-chimiques, autant de l'eau de mer et de ses constituants que des fonds marins.

Parmi un nombre important d'instruments de mesures, nous présentons ici des exemples d'outils soumis à des environnements océanographiques.

En matière de sédimentologie, l'un des problèmes les plus complexes consiste à prélever des échantillons à grande profondeur, et à y réaliser des mesures. Ce type d'échantillonnage détermine l'engin de prélèvement. Il faudra employer des systèmes différents si l'on veut extraire des sédiments superficiels, ou faire des carottages profonds.

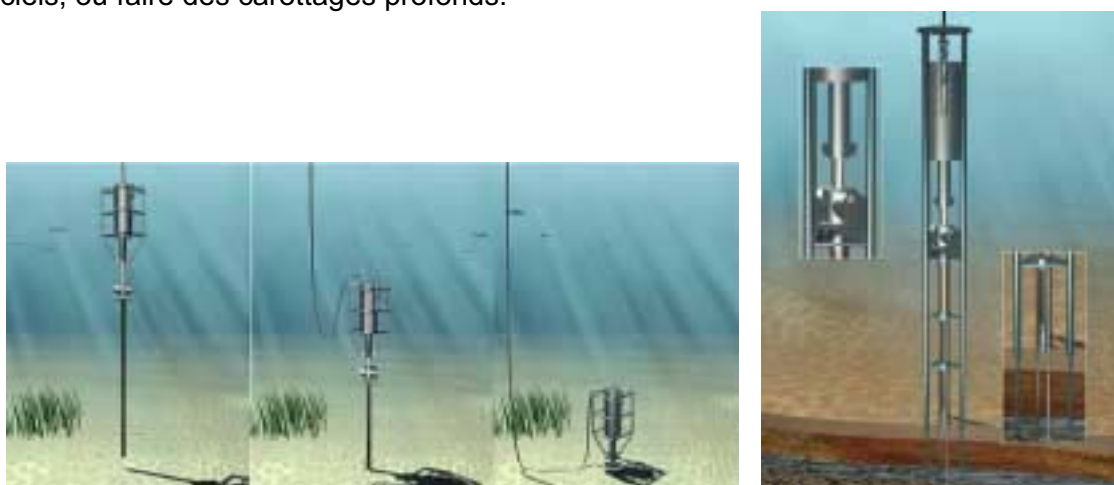


Figure 9: Principe de carottage sédimentaire en grande profondeur

Un exemple d'application géophysique est celui utilisant le sondeur remorqué " Sar ".

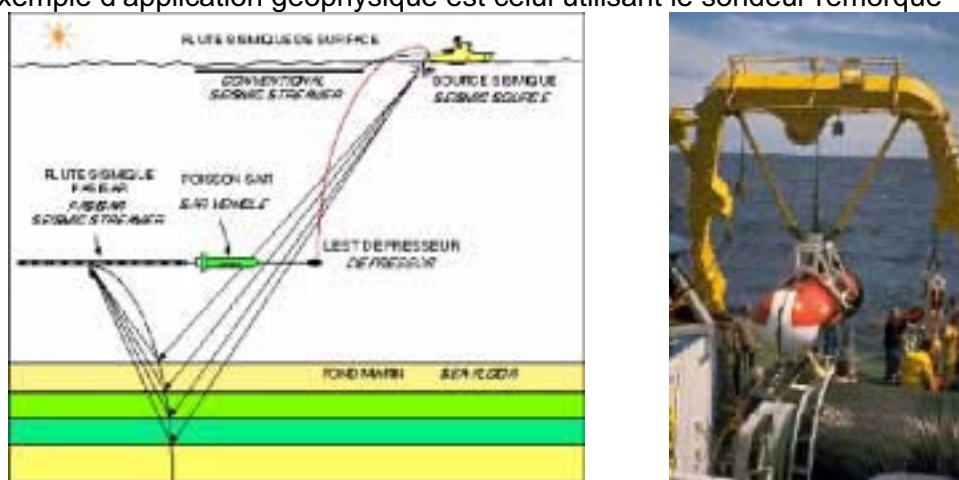


Figure 10 : Projet PASISAR (source sismique réflexion en grande profondeur : 6000m)

Le SAR de l'IFREMER est un outil de géophysique haute résolution conçu dans le but d'étudier les fonds marins par grande profondeur (200 à 6 000 m d'eau), Il est équipé d'un sonar à 3.5 kHz

permettant une pénétration moyenne de 80 m dans la couche de sédiments, avec une résolution latérale de 0,25 m. Outre des données sur la nature géophysique des fonds sous-marins, le Sar fournit aux géologues et aux géophysiciens des données d'ordre morphologiques sur les roches et la répartition spatiale des objets géologiques. Ce système est aussi utilisé pour l'étude d'environnements géologiques très variés (processus sédimentaires et instabilités sur la pente, bassins sédimentaires, dorsales, volcanisme sous-marin, zone d'accrétion), ainsi que pour l'étude de sites d'implantation d'ouvrages *offshore* et pour la recherche d'épaves.

Les équipements électroniques embarqués sur le Sar comprennent un canal de remontée en temps réel de données analogiques, un ensemble " capteur magnétomètre tridimensionnel intégré ", flûte de réception sismique grand fond associée, utilisable dans la configuration PasiSar. Les capteurs embarqués peuvent travailler en mode d'acquisition analogique ou numérique. L'ensemble est commandé en position via un système de positionnement automatique de la sonde Sar (immersion, cap, vitesse), et du navire porteur.

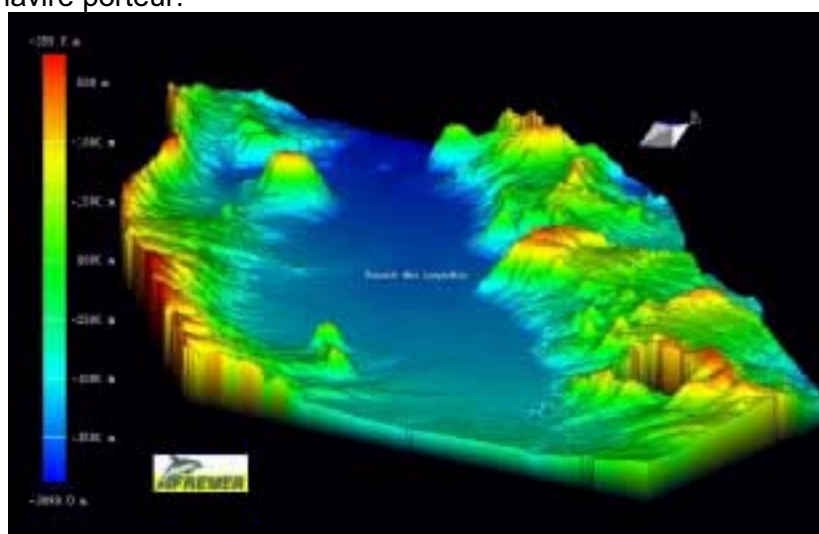


Figure 11 : Visualisation « 3D » de fonds sous marins au large de la Nouvelle Calédonie

Un exemple de cartographie des fonds marins, ayant eu pour objectif l'inventaire des ressources sous-marines en vue de leur exploitation, est présenté sur la Figure 11. Il s'agit d'une zone de 33880 km² au large de la Nouvelle Calédonie. Le temps d'acquisition des signaux servant à la réalisation de cette image est de l'ordre de 110 heures.



Figure 12 : le système " Ocean Bottom Seismometer " de l'USGS (United States Geological Survey)

Un autre système, l'OBS (figure 12) est un engin d'acquisition de données sismiques autonome, lâché depuis la surface et pouvant fonctionner par des profondeurs de l'ordre de 5000 m (500 bars). Les instruments embarqués permettent d'étudier aussi bien les structures géologiques de profondeur que les émissions de gaz hydrés où la surface sédimentaire des fonds océaniques. Le système OBS, a pour particularité d'être facile à déployer. L'une de ses applications directes est la surveillance de répliques sismiques sous-marines, dont les conséquences sont la génération de phénomènes de type « tsunami ». Du point de vue technique, le système OBS est équipé de géophones et d'hydrophones basse fréquence (4.5 Hz), multicanaux, enregistrant des données en mode numérique à raison de 100 échantillons par seconde durant 45 jours (3 gigaoctets de capacité de stockage). Le système fonctionnant comme un enregistreur autonome in-situ, il dispose d'une balise à transpondeurs acoustiques, d'un émetteur VHF, et d'une balise lumineuse.

Enfin, quelques techniques de recherche appliquées à l'océanographie utilisent des systèmes de prise d'échantillons d'eau en grande profondeur, des observatoires thermiques sur sondes implantés sur le fond, ou embarqués à l'extérieur de coques de sous-marins du type " Nautilé ", ainsi que des mesures in-situ de conductivité électrique (étude de la salinité), et des stations de mesures hydro-géologiques.

Toutes les électroniques impliquées dans ces systèmes sont basées sur le principe de la mesure fine, à l'aide de capteurs de différentes natures (magnétomètres, mesure de conductivité, capteurs de pression, de température, de flux dynamique), pour lesquels la chaîne de mesure est embarquée, auquel cas toute l'électronique de stockage ou de numérisation est soit incluse dans le système, soit ré-émises vers une station de réception, ce qui nécessite une électronique de transmission de l'information (par liaison filaire ou radiofréquence).

Pendant les trente dernières années, les progrès réalisés ont été si importants que les techniques de pénétration sous-marines ont cessé d'être réservées aux chercheurs pour être mises à la disposition d'utilisateurs industriels de plus en plus nombreux. Un grand nombre d'applications industrielles en océanographie est dicté par la nécessité d'installer et de maintenir en état les installations de type " off-shore ". La surveillance des pipelines et des câbles de communications téléphoniques immergés, le déploiement des installations sous marines (plates formes d'exploitation), surveillance de sites (sonars ou vidéo), les systèmes de positionnement dynamiques d'installations sont autant de domaines de développement industriels faisant l'objet d'un domaine d'activité en plein essor (<http://www.offshore-technology.com>).

1.3. L'automobile

L'utilisation de l'électronique embarquée dans le domaine de l'automobile n'a cessé de croître dans les 10 dernières années. En effet, le nombre de systèmes liés à la mesure de paramètres moteur, habitacle, gestion de puissance, optimisation de consommation, aide à la conduite, a multiplié par 20 le nombre de composants électroniques impliqués en électronique automobile. Les systèmes embarqués, même s'ils rencontrent des contraintes de fonctionnement moins sévères que celles rencontrées dans les domaines précédents, doivent faire l'objet d'études spécifiques dans le domaine de la fiabilité et de la réduction de coût.

1.3.1. Les domaines d'applications

Nous pouvons résumer les domaines d'applications en électronique automobile en 4 branches principales :

- Le contrôle châssis
- L'électronique de carrosserie
- Les capteurs et les systèmes de contrôle de puissance
- Les systèmes de télématique routière.

Le **contrôle châssis** implanté sur tout les types de véhicules (léger, utilitaires, poids lourds), consiste en un contrôle dynamique du comportement du véhicule, soit au niveau actif (solicitation du conducteur), soit au niveau passif (comportement routier, commande de suspension adaptative). Les équipements associés au contrôle actif sont principalement les systèmes de freinage ABS (anti-blocage de sécurité), les systèmes de transmission et direction assistée. Les systèmes de contrôle du comportement passif du véhicule, sont plus spécifiquement des commandes de suspensions adaptatives, ayant suscité des développements technologiques très importants ces dernières années.

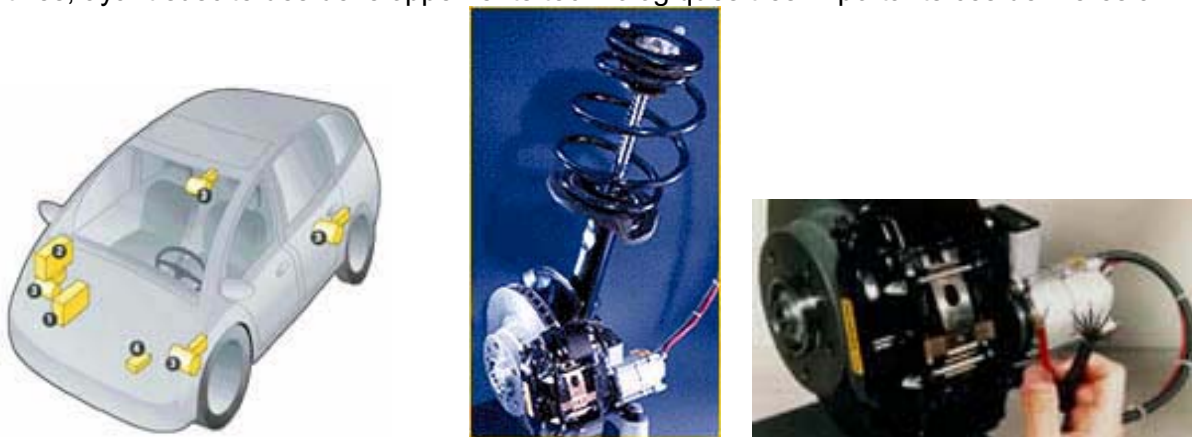


Figure 13 : Electronique de contrôle des organes du châssis

L'**électronique de carrosserie** (Figure 14) quant à elle, s'intéresse à tout ce qui concerne l'intégrité de l'habitacle (automatismes de fermeture, de modification de configuration du véhicule), le transfert d'information vers le conducteur (tableau de bord), les systèmes d'éclairage externes, les organes de sécurité (déclenchement d'airbag, orientation des rétroviseurs).



Figure 14 : Electronique de carrosserie

Les **Capteurs et contrôles de puissance** sont les organes destinés à la gestion de la puissance moteur (gestion de l'injection de carburant dans les chambres de combustion, gestion des pressions d'admission), la transmission de cette puissance vers les organes de propulsion (contrôle et gestion de boîte de vitesse), ainsi que la gestion du circuit d'énergie électrique.



Figure 15 : Electronique de gestion et contrôle de puissance.

Enfin, le dernier domaine où les applications deviennent de plus en plus complexes, est celui de la **télématique routière**. En effet, la gestion globale du trafic, la transmission des informations de navigation au conducteur, à l'aide du système GPS, les systèmes de communication radiofréquence, et la gestion informatisée du véhicule font partie des applications d'aujourd'hui, mais aussi des véhicules de demain.

1.3.2. Les conditions environnementales :

La technologie employée pour l'électronique en automobile sera de plus en plus conditionnée par le lieu et la fonction demandée par les systèmes de mesures.

Les constructeurs et les équipementiers automobiles séparent les lieux d'implantation de l'électronique en deux groupes :

- L'habitacle, où les contraintes environnementales sont les plus faibles.
- Le compartiment moteur, où les contraintes pour l'électronique peuvent être regroupées en quatre conditions
 - Thermiques
 - Mécaniques
 - Humidité
 - Corrosion

Les **contraintes thermiques** sur la circuiterie électronique dépendent du domaine d'application considéré et du lieu d'utilisation. En effet, un véhicule utilisé en Scandinavie n'est pas soumis aux mêmes contraintes que s'il était utilisé dans les régions désertiques des Etats-Unis. De plus, les modes de fonctionnement du véhicule vont accentuer ces contraintes : une conduite sportive échauffe plus le compartiment moteur qu'une conduite sans variations brusques de régime moteur. Le tableau suivant résume les contraintes thermiques sur les différents circuits électroniques automobile :

	Electronique impliquée	Température		Pression
		Basse	Haute	
Moteur		°C	°C	MPa
	Capteurs	-40	200	A l'avenir
	Contrôle d'injection	-40	125	A l'avenir
Châssis				
	ABS,suspension	-40	125	
	Direction assistée	-40	85	
Habitacle				
	Tableau de bord	-40	85	
	Electronique de carrosserie	-40	85	

Tableau 3 : Extrema de température en électronique automobile

L'humidité est aussi un facteur de contrainte prépondérant dans le domaine de l'électronique automobile. En effet, l'humidité climatologique conditionne en grande partie les conditions de corrosion des circuits et systèmes électroniques, autant que celle des pièces métalliques de carrosserie. Ce taux d'humidité, peut-être d'ailleurs amplifié par la température locale de certains organes (il peut atteindre 100% au niveau du capot moteur, par condition de pluie, et par température élevée). De nombreuses études ont été réalisées sur la fiabilité des composants électroniques en conditions environnementales humides, notamment pour ce qui est des encapsulants plastiques. En effet, les propriétés thermo-mécaniques de ces résines d'encapsulation sont fortement influencées par le taux d'humidité. Or c'est ce comportement qui pour une grande partie explique l'apparition de défaillances des circuits et systèmes en électronique automobile, comme nous le verrons plus loin. L'association de la **contamination chimique** aux conditions d'humidité entraîne des dégradations thermo-mécaniques (fissuration, rupture d'intégrité), ainsi que des phénomènes de corrosion du circuit, qu'il s'agisse de corrosion des pistes, des connecteurs, ou des composants eux-mêmes. Ce phénomène de

contamination chimique dépend en grande partie de l'environnement géographique de fonctionnement du véhicule (environnement marin), mais aussi de la pollution ambiante (vapeurs d'hydrocarbures contenant des espèces oxydantes, etc.).

De nombreuses parties du véhicule sont aussi soumises à des contraintes de vibrations en régime transitoire ou continu. Le régime de *vibration continu* est induit naturellement par le moteur, pour lequel la fréquence de vibration est dépendante du régime de fonctionnement de ce dernier. L'électronique subit localement, en fonction du régime moteur, des crêtes d'accélération voisines de 30 g à 5000 trs/min (bloc moteur). Un régime impulsif, intervient de façon aléatoire en fonction de l'état des routes, et de l'état des suspensions du véhicule.

2. Synthèse des besoins, et phénomènes impliqués en conditions environnementales sévères

Nous venons d'aborder les différents domaines pouvant utiliser des fonctions électroniques, le plus souvent de mesure, soumise à un environnement sévère (HTFP). Le tableau 4 regroupe les différentes contraintes rencontrées dans les domaines précédents.

	Domaines d'applications	Géophysique	Recherche Pétrolière	Océanographie	Automobile
Pression		Hydrostatique	Hydrostatique	Hydrostatique	N/A
		1-1200 Bars	1-1700 bars	1-1200 bars	N/A
Température		-40 à 350°C	-40 à 350°C	-40 à 300°C	-40 à 200°C
Corrosion		Electrochimique	Electrochimique	Chimique et électrochimique	Electrochimique
Contraintes mécaniques					
	Vibrations				
		0.5g ² /Hz à 10 Hz		N/A	(Moteur)
		0.02g ² /Hz de 60 Hz à 1000 Hz			20g à 1kHz
					1g à 600 Hz
	Chocs	1000g/1ms			>100 g/1ms

Tableau 4 : Synthèse des contraintes environnementales dans les domaines d'application de l'électronique sous pression

Les différents seuils de contrainte relatifs aux applications mettent en évidence une fourchette quasi identique de valeurs autant pour la température que pour la pression (1-1200 bars) - (-40°C à 300°C). En marge de notre étude, les composants montés sur SOI deviennent des éléments indispensables lorsque la température s'élève au dessus de 250°C. Dans les domaines que nous exploitons, les températures restent dans des gammes plus accessibles ($\approx 200^\circ\text{C}$). Les pressions rencontrées pour les instruments de mesure en recherche pétrolière ou en océanographie des fonds marins profonds sont de l'ordre de 1200 bars. Ce qui nous intéresse, c'est le couplage de contraintes (température pression), et les différents modes de défaillance en relation avec ce couplage. Le tableau suivant met en regard les contraintes appliquées sur le circuit et les types de dégradations observées.

<u>Contrainte</u>	<u>Origine</u>	<u>Impact</u>
Mécanique	<ul style="list-style-type: none"> ■ Manipulation de la carte ■ Maintien dans les supports ■ Accélération, vibrations ■ Cyclages ■ Variation de pression de l'environnement 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Dégradation des assemblages ■ Ruptures fragiles et ductiles de brasages ■ Fissuration des passifs ■ Dégradation de la connectique ■ Modification du comportement des passifs
Thermo-mécanique	<ul style="list-style-type: none"> ■ Variation de température de l'environnement ■ Désaccord des coefficients de dilatations ■ Densité de puissance ■ Dimensions des composants ■ Cyclages 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Dégradation des assemblages ■ Ruptures fragiles et ductiles de brasages ■ Fissuration des composants passifs ■ Dégradation de la connectique ■ Modification du comportement
Thermiques	<ul style="list-style-type: none"> ■ Accélération de phénomènes de dégradation de la matière ■ Dégradation des fonctions électriques 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Electromigration ■ Augmentation du nombre de porteurs intrinsèques ■ Augmentation des courants de fuite des jonctions bipolaires ■ Décalage des tensions de seuil sur transistors FET ■ Dégradation des propriétés des composants passifs ■ Accélération des formations intermétalliques ■ Dégradation des enrobages
Physico-Chimiques	<ul style="list-style-type: none"> ■ Corrosion liée à l'humidité ■ Métallurgie 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Dégradation structurelle des enrobages ■ Corrosion chimique des métallurgies ■ Electrolyse des métallisations
Radiation	<ul style="list-style-type: none"> ■ Rayonnement spatial ■ Environnement nucléaire 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Dégradations des composants actifs

Tableau 5 : Relations contraintes-impact sur les dégradations

La contrainte de pression appliquée aux systèmes électroniques entre dans la classe des contraintes mécaniques. L'effet de cette contrainte est mal connu car mise en œuvre dans le cadre d'applications très spécifiques.

Il est donc important d'effectuer un tour d'horizon des différents composants constituant un système électronique embarqué en conditions sévères (HTFP). A partir de ces comportements, nous pourrions en déduire des types de dégradation possibles.

Les effets de la contrainte de température sur les éléments constitutifs d'une fonction électronique sont bien connus [TUM-1]. Les domaines d'application pour lesquels le comportement des

composants a été étudié sont nombreux, et les intervalles de température d'étude ont conduit les concepteurs de circuits et systèmes à établir un certain nombre de règles de conception dont nous allons balayer rapidement le panel.

3. Etat de l'art des assemblages et composants utilisés en électronique :

Les tendances majeures de l'industrie électronique actuelle vont vers une conception des produits plus petits, plus légers, mais aussi plus performants, moins coûteux et plus fiables. C'est pour cette raison, que nous faisons un tour d'horizon des technologies pouvant être utilisées dans un environnement HPFT.

3.1. Panel des technologies d'assemblage actuellement utilisées

Le domaine de développement des technologies grand public renforce la tendance des fabricants à choisir des solutions de miniaturisation et de densification des systèmes et circuits en accord avec les impératifs de la demande client. Le domaine de recherche essentiel pour satisfaire à cette demande, est celui parfois trop négligé du "packaging". L'assemblage représente la part la plus importante du volume occupé par la fonction électronique, et ce quel que soit le domaine d'application de cette fonction. Le schéma suivant (Figure 16) représente la classification standard des différents niveaux de packaging auxquels sont confrontés les fabricants de produits électroniques.

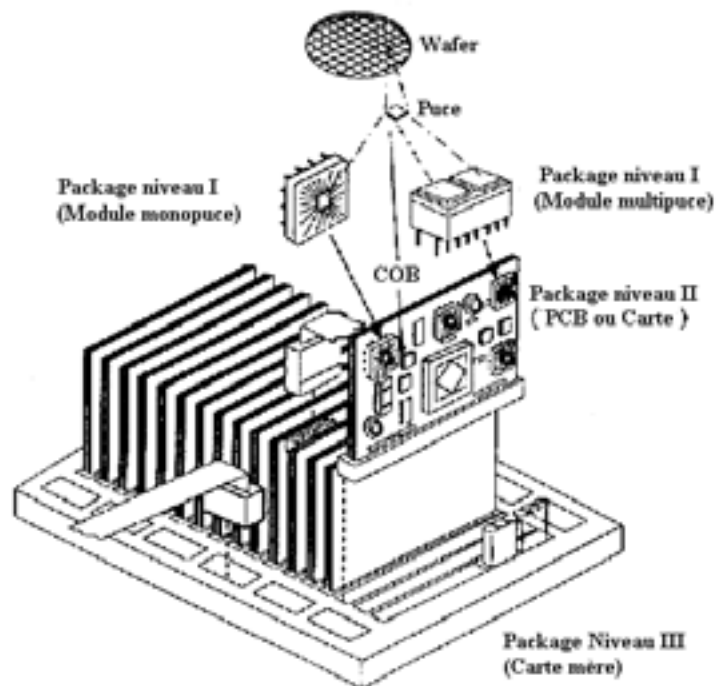


Figure n° 16: Hiérarchie d'assemblage en électronique [LAU 94]

Le principal but de la conception d'assemblage en électronique est d'assurer les fonctions suivantes :

- Alimenter en énergie le circuit afin d'assurer son fonctionnement.
- Distribuer les signaux vers la puce et permettre la sortie de ces signaux vers l'extérieur de la puce.
- Evacuer les calories générées par le fonctionnement propre de la puce
- Protéger le circuit intégré des environnements hostiles.

La structure des différents types d'assemblages menant à l'élaboration d'un système complet réalisant l'interface Homme - Electronique peut se définir selon quatre principaux niveaux d'interconnexion :

- Niveau 0 : Prise de connexion de la puce, permettant aux signaux de la puce, de sortir du silicium (bondings ou flip-chip)
- Niveau 1 : Liaisons puces/extérieur, assurant les deux premières fonctions définies précédemment (alimentation et transfert de signaux). Il s'agit principalement du type de conditionnement de la puce électronique à encapsuler. (boîtiers)
- Niveau 2 : Liaison des éléments de premier niveau sur des substrats et des cartes (PCB) permettant d'associer des fonctions complexes entre elles (cartes mères de PC par exemple)
- Niveau 3 : Association des cartes de niveau 2 en systèmes accessibles à l'utilisateur. C'est le niveau assurant l'interface Homme - Machine.

L'évolution générale des techniques de miniaturisation s'est faite depuis les années 1960 sur tous les niveaux d'interconnexion, et ce plus particulièrement sur le niveau 0. Le nombre croissant de composants par unité de surface de silicium n'ayant cessé d'augmenter, comme nous pouvons le voir sur la Figure 17.

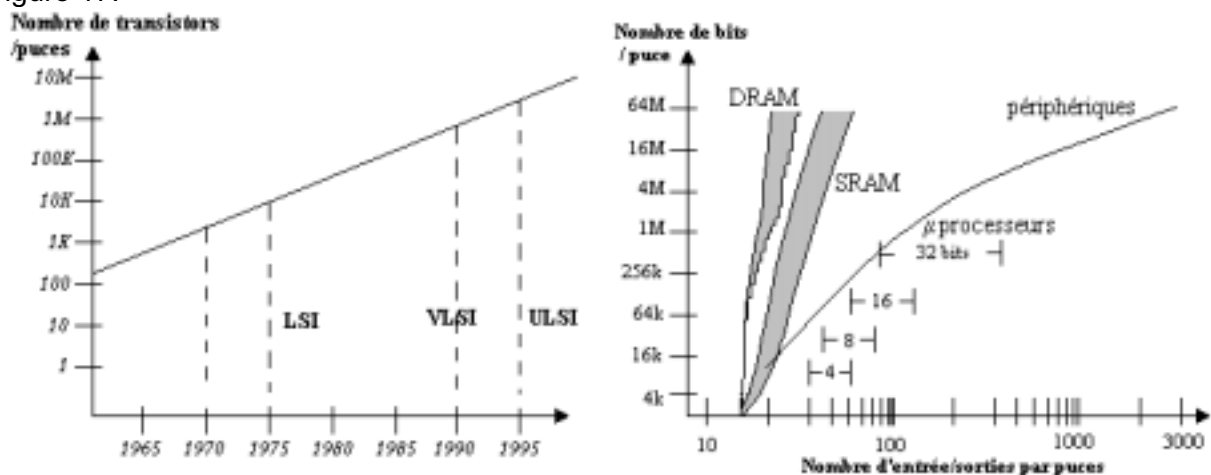


Figure 17: Evolution du nombre de composants par unité de surface de silicium et nombre d'entrées sorties associées

La hiérarchisation précédente a conduit à l'augmentation du nombre d'entrées sorties par puce, et par la même, à une évolution des boîtiers encapsulant les puces nues.

On peut résumer l'évolution du « Packaging » de ces quatre dernières décennies en considérant l'évolution des composants seuls (augmentation de l'échelle d'intégration) comme principal facteur permettant la miniaturisation des systèmes. Le nombre croissant d'interconnexions par puce a bien entendu été répercuté sur les niveaux 1 et 2 de la hiérarchie du packaging. Deux approches possibles dans la résolution du problème de la miniaturisation des systèmes électroniques sont couramment employées au niveau industriel, le **conditionnement mono-puce**, ou le **conditionnement multipuces**.

Le **conditionnement monopuce** (Niveau 1) consiste en l'utilisation de mode de report d'une puce unique soit en boîtier adapté au nombre d'entrée/sortie (report classique) et/ou aux conditions environnementales de travail du système, soit en report direct sur un substrat de niveau 2 (conditionnement avancé) [BEC 98]. Le handicap du conditionnement monopuce réside dans la nécessité d'implanter les composants passifs au niveau 2 et non pas au niveau 1, ce qui se fait au détriment du facteur d'intégration.

Le report en conditionnement classique peut être décomposé en deux techniques distinctes : Le mode de report de type PTH (Pin through hole), où les broches de connexion du boîtier traversent le substrat (le plus ancien), car il est issu des technologies d'assemblage des composants discrets sur cartes à trous traversants. Même si ce mode d'assemblage reste fortement présent, dans des applications industrielles grand public, il subit depuis plusieurs années un recul notable (Tableau 6) dus principalement au facteur d'intégration faible. Le second mode de report, apparut dans les années

1980, est le mode CMS (Composants Montés en Surface). Le développement de cette technologie a été rendu possible grâce à l'évolution, à la fois des technologies de fabrication des substrats (augmentation du nombre de plots par unité de surface, substrats multicouches), mais aussi par l'évolution des boîtiers d'encapsulation des composants actifs et la robotisation du mode de report. Le tableau suivant [DUC 98] résume l'évolution des différentes technologies utilisées sur le marché de l'électronique.

Type de composants	1995 (Milliards d'unités)	2000 (Milliards d'unités)	2005 (Milliards d'unités)
Pin Through Holes	21.3 (42%)	16.6 (20%)	11.6 (10%)
CMS (tous boîtiers confondus)	26.1 (50%)	53.8 (67%)	71.8 (70%)
Puces nues (toutes technologies confondues)	4 (8%)	9.3 (13%)	21.9 (20%)
Total	51.4	79.7	105.3

Tableau 6: Evolution et perspectives du marché de l'assemblage en électronique

La technique d'assemblage utilisant des composants montés en surface a fait progresser à la fois le gain d'intégration, la fiabilité des assemblages mais aussi le coût. L'émergence de nouveaux types de boîtiers permet par une maîtrise conjuguée des techniques d'encapsulation, et des modes de report sur substrat de niveau 2, d'atteindre des densités d'intégration supérieures à 3000 points par dm² [VAL 96].

La Figure 18 nous montre l'évolution des technologies d'intégration de niveau 1, ainsi que les perspectives à venir dans la mise au point de boîtiers monopuces à l'échelle du composant silicium (Chip Scale Packages) [SAL 96].

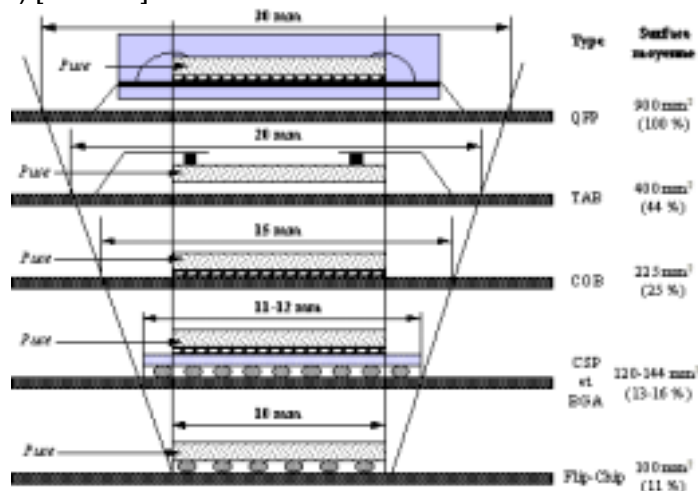


Figure 18: Performances d'intégration monopuces en interconnexions de niveau 1

On constate que les technologies d'assemblages de type CSP « Chip Scale Package » ou BGA « Ball Grid Array », le Flip-chip (puce montée retournée) ou dans certaines applications spécifiques

le Chip on Board (puce nue reportée), permettent des densités d'intégration très importantes. Les limitations de l'encapsulation monopuce restent l'utilisation d'un étage d'interconnexion supplémentaire, induisant une perte de volume conséquente.

De très nets progrès ont été réalisés aussi sur la densification des substrats de report (intégration de niveau 2), palliant ainsi au problème de l'intégration des composants passifs. Certains fabricants proposent en effet des alternatives permettant de ramener les composants passifs à l'échelle d'intégration de niveau 1 en utilisant les techniques de fabrication de circuits en couches épaisses, pour intégrer inductance, condensateurs, résistances et transformateurs basse tension directement au sein du substrat de report du composant actif. Ces modules appelés MHD (Multi-layer Hybrid devices), permettent un gain de volume d'un facteur 3 à 5 selon les applications. L'utilisation de ces MHD permettrait, à terme, combinée avec les techniques de report de composants avancés tel que le CSP, le flip-chip ou le COB, de réduire du même facteur l'encombrement des substrats de niveau 2.

Les substrats de niveau 2 se déclinent selon les quatre technologies suivantes [TUM-1] : les circuits imprimés classiques, les supports flexibles, les cartes à renfort métalliques et les cartes moulées par injection.

Chacune de ces familles technologiques est caractérisée à la fois par ses caractéristiques géométriques (règles d'implantation des pistes de conducteur, dimensions), ses propriétés physiques (thermomécaniques, thermique, électriques) et les matériaux employés que nous détaillerons plus loin.

Les caractéristiques géométriques du substrat dépendent dans un premier temps du mode de report des composants de niveau 1 (PTH ou SMT). Pour l'une ou l'autre de ces techniques de report, le type de substrat doit ensuite tenir compte du routage des conducteurs amenant les signaux vers les connecteurs externes de la carte.

Le facteur d'encombrement d'un substrat tient compte de deux définitions sur la géométrie d'un substrat : le facteur de forme, et la capacité de câblage. Le facteur de forme, est le rapport de la hauteur d'un via sur son diamètre. Cette caractéristique est propre au mode de fabrication du substrat et reflète la facilité d'usinage du matériau employé comme support. La capacité de câblage dépend, des règles d'implantation géométriques sur le substrat : Elle se définit comme le produit du nombre de lignes contiguës par le nombre de couches, divisé par la distance entre les centres de via.

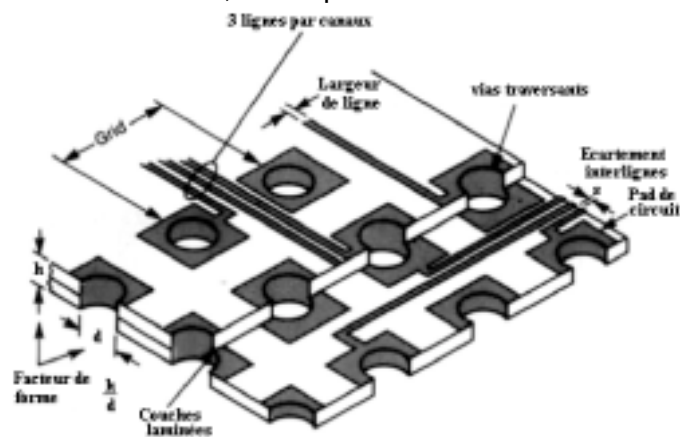


Figure 19: Capacité de câblage d'un substrat

Les alternatives aux inconvénients des modes d'intégration classiques que sont les limitations du facteur d'intégration (place occupée par les connexions de niveau 0 et 1), ainsi que la relative difficulté à employer des composants passifs pour des applications nécessitant un faible volume occupé, se trouvent dans l'utilisation de technologies d'intégrations multipuces, aussi appelée Multi-Chips-Modules, que nous allons détailler maintenant.

3.2. Conditionnement multi-puces: MCM

Les progrès récents de la miniaturisation des circuits et fonctions ont été réalisés sur les niveaux 1 et 2 définis précédemment, à tel point que la distinction entre ces deux niveaux est devenue de plus en plus floue ces dernières années. Les techniques d'assemblage récentes rentrent autant dans la catégorisation de niveau 2 que de niveau 1. Depuis les années 1990 et l'avènement de la technologie dite MCM (Multi-chip modules), a permis d'améliorer le facteur d'intégration dans des proportions très importantes.

Technologie	Insertion	CMS	MCM-L	MCM-C	MCM-D	MCM-V
Largeur de lignes (μm)	125 à 180	60 à 150	25 à 125	50 à 100	10 à 25	10
Nombre de points connectés par dm^2 (pas en mm)	1000 (2.54)	1500 à 3500 (0.3)	4500 (0.2)	6500 (0.05)	10^5 à 10^7	
Rendement assemblage (%)	2 à 10	10 à 15	15 à 50	20 à 40	25 à 75	> 200

Tableau 7 : Comparaison des performances des technologies d'assemblage

Une définition simple donnée par [LAU 94] pour les MCM est celle d'un substrat comportant plus d'une puce par élément de niveau 2. Les efforts de développement de ce mode d'assemblage sont dus à la limitation en densité et en performance des assemblages monopuces. Les progrès sont principalement causés par la complexité grandissante des structures de substrats employés. On trouve des substrats multicouches (> 30), permettant d'augmenter le nombre de puces interconnectées sur une surface réduite, ainsi que des substrats dits "actifs", au sein desquels les composants passifs utilisés couramment sur support PCB standard sont intégrés directement dans le substrat.

Une définition formelle des technologies d'assemblage MCM a été publiée par l'IPC (Institute for Interconnecting and Packaging Electronic Circuit), permettant de classer les technologies MCM en trois catégories :

- MCM-C : technologie utilisant des substrats d'interconnexion épais en céramique, ou à base de verre, mis en œuvre par procédé de fabrication de couches épaisses, de constante diélectrique inférieure à 5. Ce type de technologie d'assemblage se prête bien à la fabrication de substrats comportant des composants passifs implantés en sub - surface.
- MCM-D : Multichips modules dont la fabrication est basée sur des techniques de dépôt de couches minces (sur des supports en silicium ou céramique), similaires à celles employées en technologie de réalisation de circuits intégrés monolithiques.
- MCM-L : Multichips modules utilisant des structures laminées, dérivés des technologies de PCB standard (epoxy, BT-epoxy polyimides, cyanates-ester), et dont les pistes de conducteurs sont réalisées en cuivre.

Les besoins en intégration, en coût, en efficacité thermique, en performances, sont complexes, car les critères de choix sont nombreux, et chaque technologie amène des avantages, mais aussi des inconvénients (résumés dans le Tableau 8 ci dessous).

MCM-L	MCM-D	MCM-C
<ul style="list-style-type: none"> ■ Vitesse CPU \leq 50 MHz ■ Chaque élément compte moins de 20 IC actifs ■ Pas de travaux de réparation système ■ Coût relatif faible ■ Faible niveau d'intégration des CI ■ Budget de design limité <p>Le coût effectif de développement des PCB supporte les besoins de l'application</p>	<ul style="list-style-type: none"> ■ Le but principal est la réduction du facteur de forme ■ Vitesse d'horloges \geq 25 MHz ■ Fort niveau d'intégration composant ■ Peu ou pas de composants passifs ■ Nécessité d'évacuation thermique importante ■ Possibilité d'intervention directe sur le circuit 	<ul style="list-style-type: none"> ■ Herméticité requise par les normes MIL STD nécessaires ■ Grand nombre de composants passifs enterrés (substrats actifs) ■ Taille et encombrement non critiques par rapport à l'ensemble du système ■ Vitesse d'horloges \geq 25 MHz

Tableau 8 : Critères de choix d'une technologie de substrats spécifiques.

Le raisonnement amenant à la sélection des options technologiques pour un assemblage orienté vers le MCM est généralement de la forme suivante :

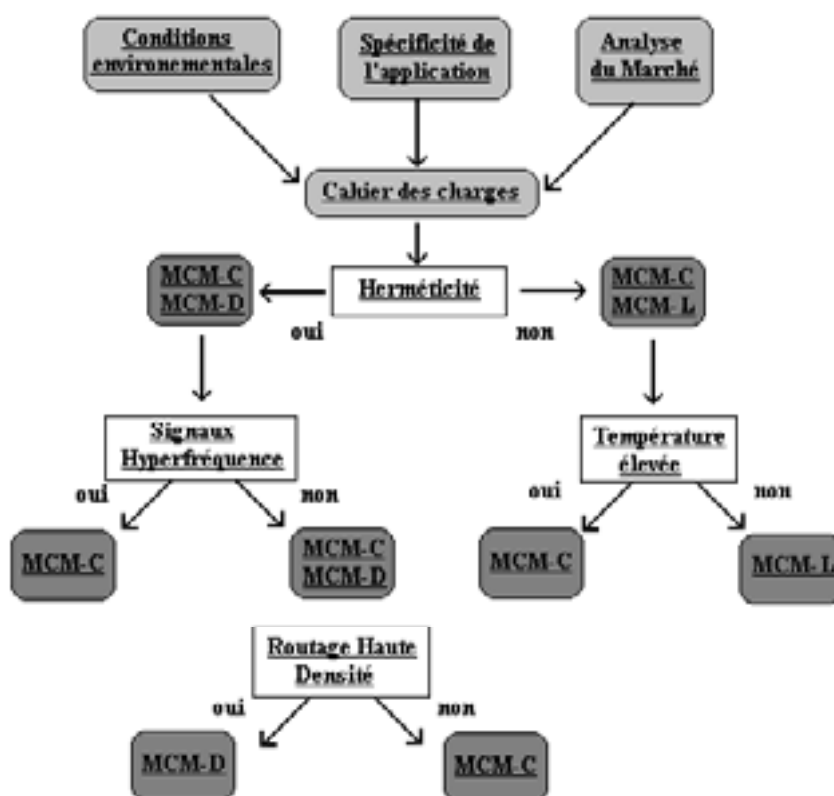


Figure 20 : Organigramme global de sélection d'une technologie MCM

Les différentes familles de la technologie MCM décrites précédemment peuvent se distinguer en sous-groupes respectifs, dépendant de deux options d'assemblage, que sont le mode de report de la puce au niveau 0 (COB, TAB), et le type de substrat employé par famille. Nous pouvons voir sur le schéma suivant, les trois principaux modes d'interconnexion de niveau 0 :

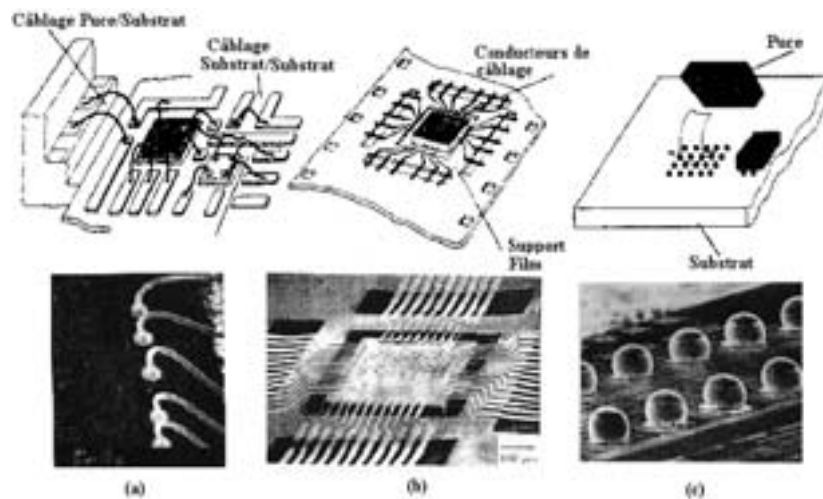


Figure 21 : Modes d'assemblage des puces sur le substrat (niveau d'interconnexion 0) (a) ball bonding, (b) TAB, (c) flip-chip

Le Wedge-bonding (Figure 22) consiste en une liaison mécanique d'un fil d'or ou d'aluminium afin de relier la puce aux interconnexions du substrat. La deuxième méthode de « câblage » utilisant une forme spécifique de liaison sur la puce est le « Ball Bonding » (principalement utilisé avec des fils d'or).

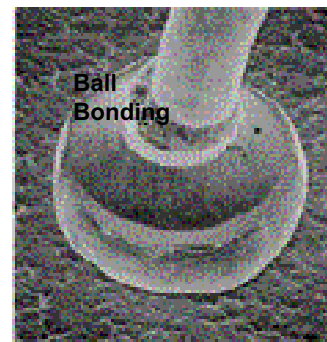
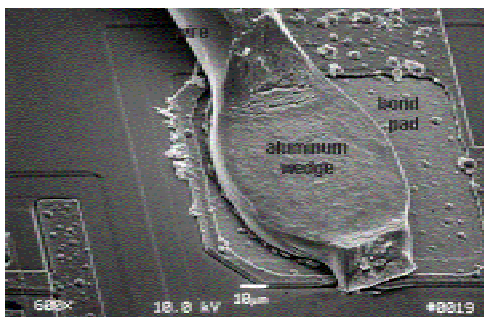


Figure 22: Type de câblage en interconnexion de niveau 0

L'utilisation de fils d'aluminium permet notamment, lorsque les plots de report sur la puce sont aussi constitués d'aluminium, d'éviter une fragilisation du câblage par génération d'inter - métalliques sous haute température (peste pourpre [TUM-2]). Le Ball bonding, permet des câblages en fils plus fin, mais reste soumis à des conditions strictes de pureté des plages de report et du fil de câblage (contamination < à 10ppm d'impuretés par unité de poids sur le fil) [LAU 94].

	Température (°C)	Mode de fixation	Inductance (nH)
Ball Bonding	100 à 150°C	Thermique et Ultrasons	0.7-1.5
Wedge Bonding	Ambiante	Ultrasons	1-2
Stich	300 à 400°C	Compression Mécanique	1-2

Tableau 9 : Réalisation des principaux modes de câblage

Le deuxième mode de connexion utilisable est le Tape Automated Bonding (TAB, figure n°21 (b)). La puce est présentée face active vers des conducteurs déposés sur film souple, et dont les extrémités viennent se juxtaposer aux plots de câblage (Figure 23):

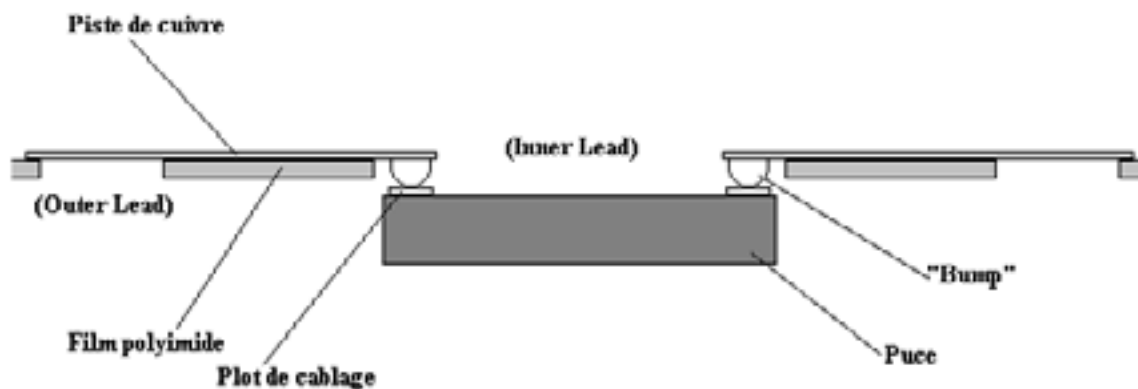


Figure 23: Structure d'un câblage TAB

Le film support des conducteurs est généralement constitué d'un polyimide. Les conducteurs sont réalisés dans une feuille de cuivre gravée avant d'être collée au polyimide. Le soudage des conducteurs se fait sur la puce par des procédés identiques au bonding standard (Thermocompression, ...), via des billes métalliques aussi appelées "bumps", dont la nature métallique peut être choisie en fonction des besoins de l'application. Les puces ainsi câblées peuvent être stockées en bandes et éventuellement testés avant un report sur substrat, où les connexions externes (Outer Lead) seront alors recourbées et fixées vers le substrat de niveau 2. Le pas d'interconnexion est ici beaucoup plus fin que pour le wire bonding. Cette technologie permet aussi un gain en rapidité pour les fréquences d'utilisation par une diminution des selfs parasites. Mais ses principaux inconvénients restent que le processus est monopuce, et que le coût du procédé est de très loin le plus onéreux.

Le dernier mode de câblage envisageable est le "Flip Chip" (puce retournée figure n°24). Cette technique consiste en l'utilisation des plots de report sur la puce comme plage d'accueil pour des microbilles en étain-plomb. La puce est alors montée sur le substrat de niveau 2 retournée face active vers le bas, et assemblée par un procédé de refusion de ces microbilles. Le mode de fabrication des microbilles permettant l'assemblage est le procédé connu sous le nom de C4, mis au point par IBM dans les années 1960. Il consiste en l'utilisation de "wafer" dont la passivation est en nitrure de silicium. Sont alors déposés, au travers de masques de sérigraphie, à la verticale des plots de la puce, des couches successives de chrome, de cuivre et d'or, assurant à la fois une bonne mouillabilité de la plage de câblage sur la puce par l'alliage de brasage, et une barrière de protection évitant la propagation d'intermétalliques au sein du billage. La Figure 24 suivante montre un exemple de constitution physique d'un réseau de billes sur une structure flip-chip :

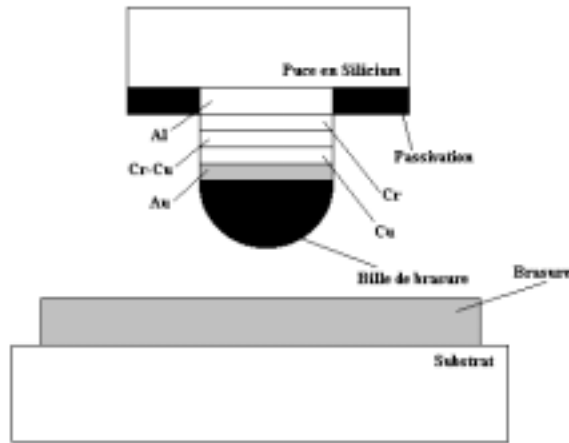


Figure 24: vue schématique d'un assemblage flip chip.

Les matériaux utilisés dans le cadre de ce procédé technologique sont en constante évolution, et les billes en étain-plomb ont fait place à des alliages Plomb-Indium ou Plomb-cuivre), ainsi qu'à des adhésifs à conduction anisotrope (selon un axe préférentiel). Les principaux avantages sont la très forte densité d'intégration (suppression d'une grande partie de la surface de câblage perdu en Wire Bonding, le gain pouvant atteindre 50% si la puce dispose sur sa face active de plots de connexion surfaciques), limitation des inductances parasites, et simplicité du procédé de report final. Les principaux inconvénients sont une forte sensibilité des joints brasés aux contraintes thermomécaniques induites par la différence de CTE (coefficient de dilatation thermique) entre la puce et le substrat, ainsi qu'un prix de revient à l'heure actuelle encore très élevé du fait de la spécificité des puces (la préparation des bossages reste peu répandue). Les Flip Chips deviennent rentables lorsque le nombre d'entrée sorties devient élevé (>200) [BEC 98]. De plus, le mode de dissipation thermique défavorise les applications où la puissance à évacuer devient importante. Le Tableau 10 dresse un rapide comparatif des performances de câblage des liaisons de niveau 0 :

	Diamètre (μm)	Longueur (mm)	Ecartement I/O (μm)	Nombre d'I/O	Inductance parasite (nH)
Wirebond	25.4	1	200	320	1-2
TAB	50	1	100	400	1
Flip/Chip	100	0.1	400	625 *	0.05-1

Tableau 10 : Caractéristiques des techniques de câblage de niveau 1

La comparaison des règles de dessin associées aux différentes technologies de substrat employées pour des MCM a été étudiée [MON 96] par une approche du facteur de forme atteint en fonction des options de substrat C, L ou D. L'implantation des pistes de conducteurs dans des substrat mono - couches ou multicouches obéit à des règles dépendant de la technique de fabrication, de la tenue mécanique des matériaux, et des processus d'usinage. La Figure 25 suivante montre pour les MCM-C, D et L, les principales caractéristiques de routage des substrats MCM.

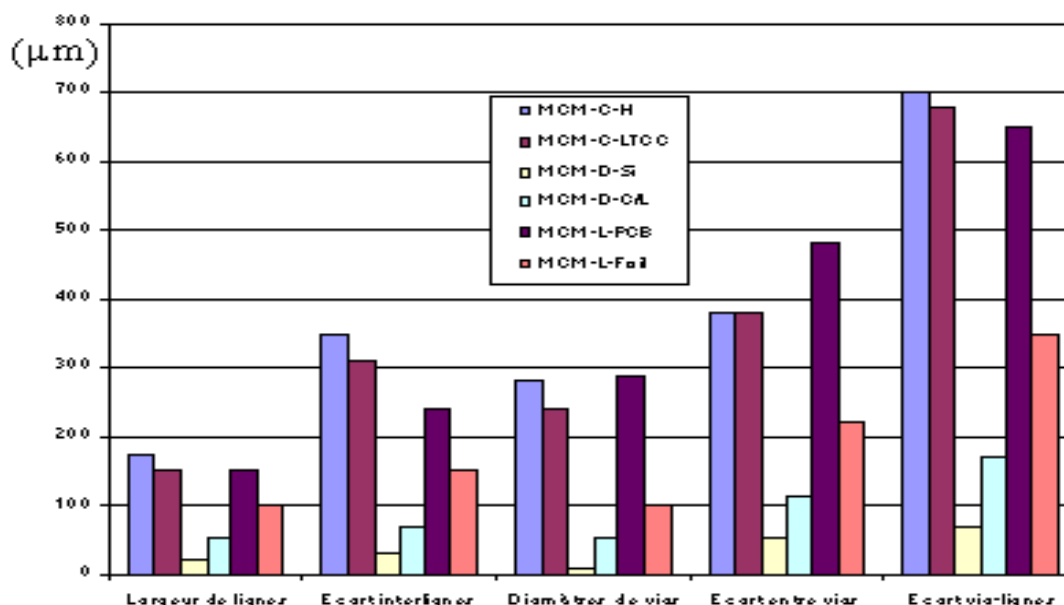


Figure 25 Comparaison des règles de routage en technologie MCM

Le plus grand facteur de forme (synonyme de l'encombrement) est atteint avec les substrats MCM-C, suivis par les MCM-L, et pour terminer les MCM-D.

Les MCM-C comprennent deux types de technologies :

- La technologie hybride basée sur la sérigraphie de multicouches épaisses (de 10 à 25 µm) limitée à 20 ou 30 couches
- Les substrats cocuits (ou cofrittés) basés sur l'empilement de « feuilles » de céramiques (quelques microns), pouvant atteindre plus de 100 couches par substrat.

Deux technologies coexistent :

- Les hautes températures, dont le traitement thermique est effectué à plus de 1500°C. Cette technologie est appelée MCM-C-HTCC (High Temperature Cofired Ceramics).
- Les cocuits basse température ou MCM-C-LTCC (Low Temperature Cofired Ceramics), dont la température de traitement thermique est inférieure à 1000°C.

Cette technologie est compatible avec la technologie hybride couche épaisse. De plus, ces substrats possèdent un coefficient de dilatation thermique proche du silicium, et des conductivités thermiques très intéressantes pour des applications où la dissipation thermique est le facteur de choix le plus critique (utilisation de substrat Aluminium/Nitride).

Mais le principal inconvénient du LTCC reste le prix car les encres utilisées restent deux à trois fois plus chères que les encres utilisées à haute température.

Dans le cadre des technologies MCM-D, les substrats de type D peuvent être classés en deux principaux groupes :

- Substrats à base de Wafers Si, dont le processus d'intégration des conducteurs et isolants s'apparente à celui utilisé dans les circuits intégrés. Cette technologie est nommée MCM-D-Si
- Substrats à base de céramiques dont le procédé de dépôt des conducteurs et isolants s'effectue par des procédés de laminage. Cette technologie est appelée MCM-D-C/L

Dans les MCM-L, où l'utilisation de mono-couches de plus en plus fines a notablement amélioré le facteur d'intégration, les substrats laminés peuvent être séparés en 2 classes :

- Substrats PCB standard (MCM-L-PCB)
- Substrats par feuilles laminées (MCM-L-Foil), utilisant des feuilles fines de (quelques μm à $100 \mu\text{m}$), sans renforts.

A l'aide des techniques de gravage au plasma, de perçage au laser, le facteur d'intégration peut-être de 50% inférieur à celui des technologies MCM-D.

Un indicateur plus précis de l'encombrement d'une technologie d'assemblage, intégrant à la fois la capacité de connexion du substrat en profondeur et la possibilité de resserrer l'écartement des plots de câblage de la puce sur la face supérieure du substrat, introduit par Schaper et Knausenberger [MES] consiste à utiliser le rapport de la surface active des puces du MCM, sur la surface totale du substrat. Ce paramètre, appelé "Efficacité de substrat", peut-être mis en relation avec les règles de routage de PCB classique, et plus particulièrement au travers du paramètre d'écartement inter - pistes, comme nous pouvons le voir sur la Figure 26.

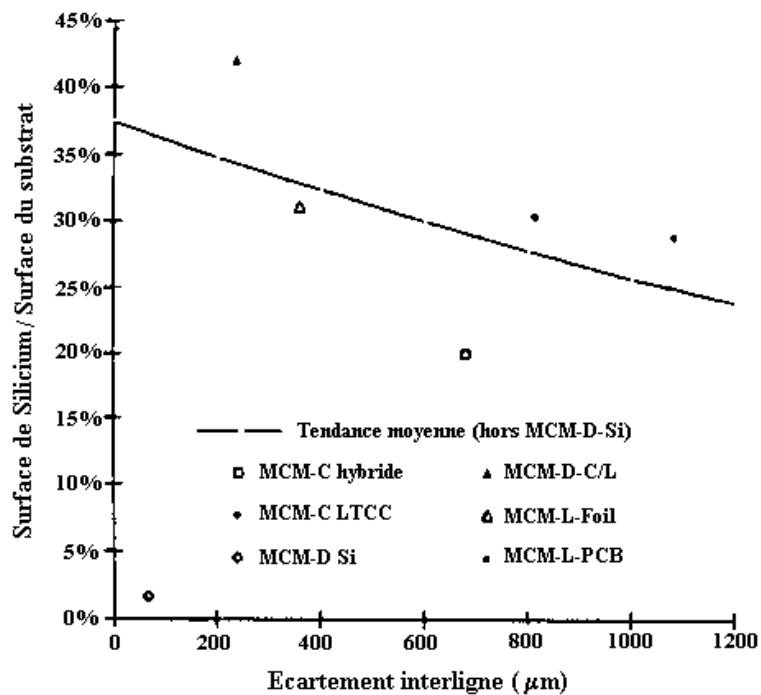


Figure 26: "Efficacité de substrat en fonction de l'écartement interlignes";

Une estimation de cette efficacité de substrat, ramenée au taux d'occupation d'un PCB classique, pour les différentes technologies précédemment citées est présentée sur le tableau suivant :

	MCM-C		MCM-D		MCM-L	
Efficacité de substrat	26%		28%		30%	
	MCM-C hybride	MCM-C LTCC	MCM-D Si	MCM-D C/L	MCM-L Foil	MCM-L PCB
Efficacité de substrat	20%	30%	2%	42%	31%	29%

Tableau 11 : Efficacité de substrat pour les technologies MCM

La Figure 26 montre que le MCM-D-Si obtient le meilleur facteur « d'efficacité de substrat ».

Dans ces diverses technologies MCM, il est à considérer aussi les matériaux en présence afin d'obtenir des informations sur la tenue mécanique des assemblages conçus et réalisés pour notre projet.

3.3. Matériaux d'assemblage utilisables dans des applications à environnement sévère

3.3.1. Les propriétés critiques :

Dans le domaine pétrolier, il semble que deux technologies soient envisageables de part les contraintes que les circuits de mesures vont subir (1200 bar, 175°C) : MCM-L ou MCM-C. Les contraintes thermiques nous pousseraient à utiliser plutôt le MCM-C, dont le substrat céramique permet une bonne évacuation de la chaleur. Seulement, comme nous l'introduirons plus loin, un autre paramètre ne doit pas être négligé : le coût final de l'outil.

Les technologies MCM-L utilisent de plus en plus de nouveaux matériaux, dont les propriétés sont plus robustes aux environnements haute température. Le coefficient de dilatation thermique (CTE) décrit les variations dimensionnelles d'un matériau avec la température. Cette valeur est pour la plupart des matériaux massifs, identique quel que soit la direction géométrique. Pour les substrats laminés, la valeur de ce coefficient change en fonction de la direction considérée. Le comportement du matériau est dit orthotropique.

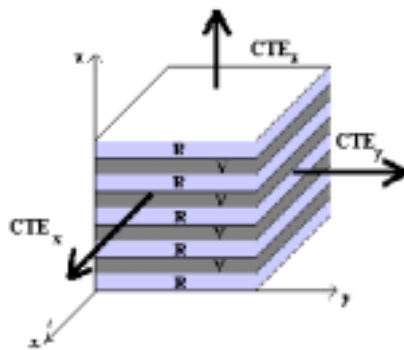


Figure 27 : Comportement orthotropique du coefficient de dilatation thermique d'un substrat laminé

La Figure 27 montre que dans le cas des matériaux laminés, la dilatation est plus faible dans le plan (directions x, y), que hors plan (axe z). Dans un module multichips, les dégâts dus aux dilatations thermiques différentielles des matériaux sont nombreux. On peut citer pour mémoire lors de liaisons polymères/métaux, la destruction de vias dans des structures multi-couches, dues aux différences de dilatations verticales (axe z) entre polymères et les vias métallisés. Pour des liaisons polymères/silicium, les défauts les plus courants sont des délaminations de substrat et des fissurations du composant dues aux contraintes thermiques résultantes. Généralement, les coefficients de dilatation thermique des matériaux, se classent par ordre décroissant : les polymères, les métaux, et en dernier lieu, les céramiques.

Matériaux	CTE (ppm/°C)
Aramide	-4
Invar	1.3
Si	3-4
Alumines	5-7
Cu-Invar-cu	5-6
Epoxydes-Kevlar	6-7
Polyimides-Kevlar	5-7
Or	14
Encapsulant époxyde	14-20
FR-4	15
Cuivre	17.6
Aluminium	23.6
Plomb	29
Polyimides	35-50

Tableau 12 : Valeur des CTE des matériaux les plus courants.

Le Tableau 12 regroupe les valeurs moyennes du CTE mesurées pour des matériaux massifs. Le rôle du renfort d'un laminé multicouche est ici clairement établi. Il permet à la fois une rigidification de la structure dans le plan, mais aussi une diminution du CTE dans le même plan. Un autre moyen de diminuer le CTE, notamment dans les résines d'encapsulation consiste à additionner à la résine des grains de différentes dimensions constitués de silice ou d'alumine. Les seuils de contraintes équivalentes (au sens de Von Mises) ainsi obtenus sont alors très inférieurs aux seuils critiques d'apparition des défauts.

La particularité du coefficient de dilatation thermique est d'être, pour la plupart des matériaux, fortement dépendant de la température. Il existe de manière générale, un seuil de température au-delà duquel un matériau passe d'un état rigide, dur, cassant à un état caoutchoutique et hautement visqueux. Les propriétés mécaniques du matériau (Module d'Young et CTE), s'en trouvent modifiées, et il n'est pas rare, surtout dans le cas des matériaux polymères, de voir le CTE augmenter de plusieurs ordres de grandeur. La température de transition vitreuse, aussi appelée T_g , se définit pour tout matériau amorphe comme la température pour laquelle la viscosité de cisaillement devient inférieure au seuil de 10^{12} N.s.m⁻² [ASH 80]. D'autres propriétés physiques du matériau sont affectées par le passage au dessus du T_g , au rang desquelles on peut citer l'indice de réfraction, la capacité calorifique, la résistance à l'impact, l'amortissement mécanique, et la constante diélectrique.

Cette température de transition vitreuse n'est jamais définie de manière précise mais plutôt comme un intervalle de température d'une dizaine de degrés où s'opèrent des modifications du nombre de liaisons moléculaires du matériau par unité de volume. Cette structuration moléculaire, aussi appelée réticulation est très utilisée dans le cas des matériaux polymères. Le T_g constitue dans ce cas un indicateur de la réticulation du matériau au sens où un matériau à haut degré de réticulation possède un T_g important, un coefficient de dilatation faible, et une bonne stabilité chimique.

Le T_g est un bon indicateur de stabilité des propriétés thermiques, et thermomécaniques d'un matériau par rapport aux valeurs de ces propriétés connues à la température ambiante. En effet, un matériau A ayant un T_g plus élevé qu'un matériau B, peut voir ses propriétés physiques se dégrader plus vite au dessus de son T_g que le matériau B, comme nous pouvons le voir sur la Figure 28 :

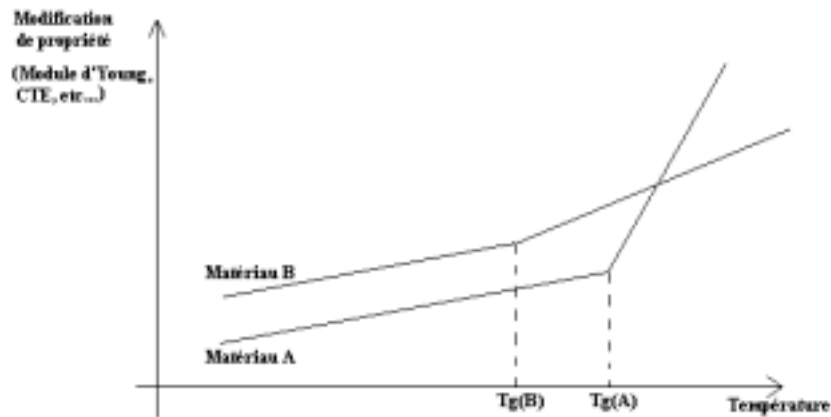


Figure 28 : Modification comportementale des propriétés de matériaux à T_g différents

Une autre caractéristique propre aux matériaux est le module d'élasticité, ou "Module d'Young". Il représente la rigidité mécanique du matériau lorsque ce dernier est sollicité mécaniquement dans un intervalle de valeurs de contraintes où il se déforme de manière élastique. Cette propriété influe à la fois sur l'intégrité de l'assemblage au cours du processus de fabrication, mais aussi sur les conditions d'application des contraintes thermomécaniques en cours de vieillissement. Ce paramètre est donc un point critique dans le choix des matériaux impliqués dans un module MCM destiné aux environnements HTEP.

La dernière propriété physique critique dans le cadre d'une application sous environnement sévère, et influant sur la fiabilité des assemblages est le facteur d'absorption d'humidité. Cette quantité mesure la quantité d'eau que peut absorber un matériau par unité de poids, lorsque ce dernier est soumis à une importante humidité relative. Cette grandeur s'exprime en pourcentage du poids total de l'échantillon de matériau sec. Cette propriété est plus particulièrement critique dans le cas des résines polymères, pour lesquelles la modification du volume équivalent peut provoquer des délaminations des structures multicouches, des ruptures de vias, ou des décollements de pistes conductrices.

3.3.2. Les substrats laminés multi-couches

3.3.2.1. Les stratifiés

Les matériaux "traditionnels" utilisés dans la fabrication de substrats laminés découlent de la structure interne des cartes multicouches. Comme nous pouvons le voir sur la Figure 27, le substrat de base est composé d'un stratifié de fibres, dont le rôle est d'augmenter la rigidité mécanique et thermomécanique (renfort), imprégné d'une résine, le tout recouvert sur une ou deux faces par des feuilles de cuivre, dont le dessin photogravé dépend du routage du circuit. L'ensemble résine-fibre-métal est ensuite pressé à haute température de manière à former le substrat multicouches. Les stratifiés les plus courants sont regroupés sur le tableau :

Substrat	Nature	Résine	Prix	Usinabilité	Propriété électrique	Stabilité Thermique
FR-2	Papier	Phénolique	Bas	Bonne	Bonne	Moyenne
FR-3	Papier	Époxyde	Bas	Bonne	Bonne	Moyenne
FR-4	Tissu fibre de verre	Époxyde	Moyen	Très bonne	Bonne	Bonne ($T_g \approx 135^\circ\text{C}$)
FR-5	Tissu fibre de verre	Époxyde haut T_g	Cher	Très bonne	Bonne	Bonne ($T_g \approx 160^\circ\text{C}$)

Tableau 13 : Principales structures de substrats composites

La dernière structure, dont les performances thermiques en font le matériau pour les environnements à contrainte thermique sévère, est connu sous la dénomination militaire "GI". Le renfort reste constitué de tissu de verre tressé, mais la résine est une base poly-imide. Cette résine possède une température de transition vitreuse supérieure à 200°C, donc une stabilité dimensionnelle quasi constante en deçà de ce seuil. Malgré tout, l'adhérence inter-laminaire est moins bonne que dans le cas d'une base époxyde, ce qui rend les structures multicouches GI plus délicates à l'usinage.

Ces structures de substrat posent de nombreux problèmes à l'utilisation sous contraintes environnementales sévères, tant du point de vue comportemental que fiabiliste. En effet, à l'exception du substrat "GI", le comportement des résines classiques pour des températures de fonctionnement supérieures au T_g, est insuffisant pour assurer l'intégrité de l'assemblage. Il est donc nécessaire de s'intéresser, pour notre application, à des matériaux à haute température de transition vitreuse. Ceci permettrait notamment le brasage des composants à l'aide d'alliages haute température, sans dégradation du substrat, ainsi qu'une plus grande température d'utilisation en continu, une meilleure fiabilité dans des applications soumises à des cyclages thermiques. L'amélioration des performances thermomécaniques des résines à haut T_g peut s'expliquer notamment par une plus grande réticulation des molécules polymères. Les avantages que l'on peut en retirer étant d'une part une meilleure stabilité dimensionnelle et d'autre part une stabilité chimique rendant possible l'utilisation de bains chimiques améliorant les processus de montage, et par la même le rendement de fabrication.

3.3.2.2. Les résines d'imprégnation

Les *résines d'imprégnation polymères* à haut T_g ont pour rôle la liaison entre les fibres, mais aussi la répartition des contraintes dans l'assemblage, la mise en forme de la structure, et la liaison mécanique avec les pistes conductrices.

Nous pouvons considérer que les résines doivent avoir des caractéristiques respectant les critères suivants :

- Une température de transition vitreuse la plus élevée possible
- Une permittivité relative ϵ_r faible
- Un coefficient d'absorption d'humidité le plus faible possible
- Un CTE s'approchant au mieux de celui du silicium

Le Tableau 14 résume les propriétés principales des résines d'imprégnation disponible actuellement sur le marché.

Type de matériau	T _g [°C]	ε _r	absorption H ₂ O [%]	Résistance au pelage [kg/cm ²]		CTE (plan) [ppm/°C]	Module d'Young [GPa]
				à 25°C	à 200°C		
FR-4 époxyde standard	135	3.6	0.11	11	5.7	45	6.2
FR-4 époxyde multi-fonctionnel	180	2.9-3.6	0.11	9-11	7.5-7.9	<45	6.2
BT/époxyde	180	-	<0.5	-	-	-	-
Polyimide 220°C	220	3.4	0.35	8.5	8	35	6.8
Polyimide 260°C	260	3.4	0.35	8.5	8	35	6.8
Cyanate ester	240	2.8	0.39	8.0	6.3	40	5.5
PTFE	327	2.1	0.01	10	8	200	0.3
Poly tetra fluoro éthylène							

Tableau 14 : Propriétés caractéristiques des résines de substrat

En se basant sur ce tableau, nous pourrions orienter notre choix vers un substrat Teflon (T_g élevé, absorption faible, bonne résistance mécanique sous haute température), mais les CTE, ainsi que les difficultés d'usinage et les faibles propriétés d'adhérence en font un mauvais compromis dans les applications qui nous intéressent. Les bases polyimides sont vraisemblablement plus intéressantes.

3.3.2.3. Les renforts

Les renforts de substrats utilisés dans la structure stratifiée d'un substrat confère à ce dernier sa stabilité structurelle en limitant sa dilatation et en augmentant sa rigidité dans le plan x-y. En utilisant le cas simple de la Figure 27, et en considérant la fraction volumique V_f de renfort inséré dans la matrice de résine, on démontre que le module d'élasticité du substrat dans la direction z et dans le plan x-y s'expriment par les relations suivantes [KUR 91]:

$$E_z = \frac{1}{\left(\frac{V_f}{E_f} + \frac{1-V_f}{E_m} \right)} \quad [8]$$

$$\text{et } E_{x-y} = V_f E_f + (1-V_f) E_m \quad [9]$$

avec E_{x-y} le module d'Young dans le plan x-y et E_z le module d'Young dans le plan z, E_f est le module de la fibre renfort, et E_m est le module de la matrice en résine.

La rigidité du substrat varie généralement, à la fois en fonction de la fraction volumique de renfort, et du module d'Young respectif de la fibre et de la matrice de résine. Il peut apparaître en effet, une variation de propriété d'un facteur 10, voire d'un facteur 100 entre les modules dans le plan z ou dans le plan x-y. Un calcul similaire établit des règles identiques pour le coefficient de dilatation thermique. Le dosage de la proportion de fibre détermine aussi la valeur de la constante diélectrique résultante du substrat. Dans le cas d'un renfort en verre, cette constante aura tendance à augmenter. La conception de

substrats laminés renforcés nécessite donc de trouver un compromis entre les besoins thermomécaniques ou thermiques, et les impératifs diélectriques associés au cahier des charges. Le renfort conventionnel utilisé en FR-4 est une fibre de verre tissée, dénommée *verre E*. Il existe deux fibres de verre spéciales dont la technologie de fabrication dérive de celle du verre E, et dont la constante diélectrique et le coefficient de dilatation thermique sont plus faibles qu'avec le verre E. Ces deux qualités de verre sont dit "Verre S", et "Verre D". Ces qualités de renfort restent toutefois réservées, de par leur coût élevé, à des applications très spécifiques. Il en est de même pour les renforts à base de *quartz*, dont le coût prohibitif le réserve à la fabrication de substrat où le point critique de l'assemblage est l'accord de CTE du substrat et du silicium. Le renfort de type *aramide*, appartient à la famille des polyamides aromatiques (nylon), dont le représentant le plus connu est le kevlar. C'est le renfort organique ayant les performances thermiques les plus intéressantes, puisqu'il conserve ses caractéristiques à haute température. Il a pour propriété particulière de posséder un coefficient de dilatation thermique négatif (-4 ppm/°C), qui permet en modifiant dans un stratifié la valeur de la fraction volumique de renfort aramide (voir équation [2]), de trouver l'accord idéal entre les CTE de substrat, et les puces en silicium, notamment dans des applications Chip On Board. De la même manière, la constante diélectrique de l'aramide est très faible (Tableau 15). Combinée à des résines adaptées, ce renfort devient idéal pour des applications d'impédance contrôlée. La difficulté majeure de mise en œuvre de renforts aramide réside dans les procédés d'usinage spécifiques, dû notamment à la dureté du matériau (voir Tableau 15 :module d'Young du Kevlar). L'emploi de renfort non tissé représente une alternative à cette difficulté de mise en œuvre. Les performances en termes de règles d'implantation sont très prometteuses pour la réalisation de substrats multicouches haute densité. Les deux principaux inconvénients de l'aramide sont un fort taux d'absorption d'humidité, ainsi qu'un coût relativement élevé (3 fois le prix d'un substrat à fibre de verre). Nous pouvons voir sur le tableau suivant la comparaison des propriétés des différents matériaux de renfort que nous venons d'aborder.

Type de matériau	CTE Axe z [ppm/°C]	ϵ_r pur	Densité [g/cm ³]	ϵ_r avec cyanate ester	Délai de propagation [ps/cm]	CTE (plan x-y) [ppm/°C]	Module d'Young [Gpa]
Verre-E	5.04	6.2	2.58	3.7	64	6.4	68.9
Verre-S	2.34	5.2	2.46	3.5	62	2.6	86.9
Quartz	0.54	3.8	2.5	3.2	59	0.54	68.9
Aramide	-4	4.1	1.44	3.4	62	-3.5	186.1

Tableau 15 : Comparaison des performances des matériaux de renfort.

3.3.3. Les substrats « flexs »

Les flex, issus du développement naturel de la miniaturisation des MCM-L, permettent d'avoir des largeurs de lignes et des diamètres de vias plus fins car ne possédant pas de renforts, il n'ont pas la topologie accidentée due aux charges des substrats rigides. Les caractéristiques de dissipation thermique sont aussi améliorées car la finesse de substrat (quelques dizaines à quelques centaines de microns) permet de transférer plus facilement la chaleur dissipée vers un radiateur externe (résistance thermique plus faible). La structure typique d'un substrat flex est décrite sur le schéma suivant :

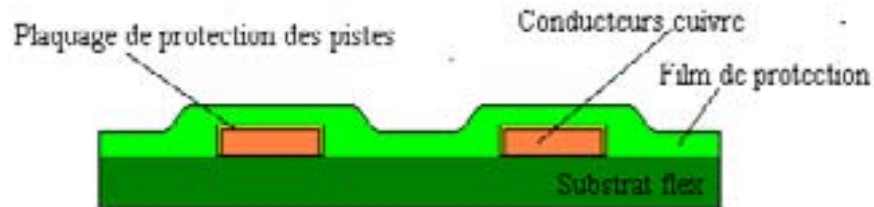


Figure 29 : Structure de base d'un substrat flex.

Les substrats flexs sont constitués d'un film de base, (10 à 200 μm), destiné à recevoir les conducteurs en cuivre. On utilise généralement comme diélectriques, des films plastique, mais on peut trouver aussi des papiers synthétiques de type aramide, imprégnés de résine; Les propriétés intervenant dans la sélection des substrats flex sont la tenue mécanique, la flexibilité, la stabilité dimensionnelle, les propriétés diélectriques et thermiques, la résistance chimique, l'absorption d'humidité. Deux matériaux satisfont plus particulièrement à ces critères de choix : Le *polyimide*, et le *polyester* (ou "Mylar"). Ce dernier est très utilisé dans les applications automobiles et les télécommunications, son principal inconvénient réside dans sa température d'utilisation (150°C), qui oblige à prendre un certain nombre de précautions, pour les procédés de brasage notamment. Le polyimide (Kapton de Dupont), résiste plus facilement aux procédés de brasage et ne possède pas de solvants organiques. Ses propriétés (voir Tableau 14) en font le matériau idéal pour une application destinée aux hautes températures ($T_g = 260^\circ\text{C}$).

Les techniques de fabrication courantes des substrats en film flex reposent sur l'utilisation d'adhésifs inter - couches, permettant de reporter la feuille de cuivre, au substrat diélectrique, et les couches de protections, sur la surface de l'ensemble du substrat. On utilise comme adhésif, des polymères organiques thermoplastiques, thermodurcis, ou thermoplastiques modifiés. Ces derniers ont une structure semblable à celle des adhésifs thermodurcis, mais avec des propriétés de flexibilité semblable aux thermoplastiques standard. Les trois principales familles chimiques d'adhésifs utilisées couramment sont les bases époxydes, polyimides, et acryliques. L'utilisation d'adhésifs présente malgré tout des désavantages face aux nouvelles techniques de fabrication de substrats flex sans adhésifs (adhesiveless). En effet, l'application d'adhésif empêche un contrôle fin des propriétés diélectriques de substrat. Les flexs sans adhésif permettent d'atteindre des valeurs de ϵ_r plus basses. Du point de vue mécanique, le fait que l'on réduise les épaisseurs de diélectriques engendre que les couches métalliques se trouvent au plus près de la "fibre neutre" (zone à déformation minimale), ce qui diminue les contraintes dans le métal pendant la flexion. Cela permet d'atteindre des durées de vie sous contraintes de flexions mécaniques cycliques, améliorées d'un facteur 30 à 40. Les avantages thermiques, sont quant à eux particulièrement en faveur de l'utilisation des flexs "adhesiveless". Les colles époxydes ont une stabilité en température si cette dernière ne dépasse pas 120°C en continu. De la même manière, les acryliques ont des comportements excellents, seulement lors d'expositions aux haute température sur des temps courts (leur T_g ne dépassant pas 30-40°C). Les colles polyimides, constituent un bon compromis, mais l'utilisation de films adhésifs de 20 μm en moyenne entre les différentes couches à assembler, augmente l'impédance thermique, typiquement d'un facteur 2. Le dernier point positif en faveur des substrats flexs sans adhésif, est que la mise en forme et l'usinage de ce type de substrat sont grandement facilités. Ils permettent entre autre des procédés de gravure chimique, d'ablation laser ou plasma difficiles à mettre en œuvre sur des flexs avec adhésifs. Tous ces avantages dans les procédés de fabrication compensent le fait que les flexs "adhesiveless" sont jusqu'à trois fois plus chers que les flexs "standard".

3.3.4. Les résines d'encapsulation

La technologie d'encapsulation de composants ou de systèmes fait appel à des matériaux organiques dont le rôle principal consistera, dans notre application, à protéger les puces et/ou le module des agressions mécaniques et chimiques lors de l'assemblage et de la maintenance de l'outil. Les matériaux d'encapsulation doivent répondre à un certain nombre de caractéristiques :

- Il doivent dans un premier temps posséder une faible viscosité. De plus, elle permet en effet d'améliorer les conditions de mouillage du circuit, et ainsi de remplir des cavités de faible dimension, rendant possible l'encapsulation de systèmes et composants de petite taille. En cours de processus de moulage, une trop grande viscosité risque aussi de décoller des câblages de type wire-bonding
- Pour des raisons de rendement, le temps de polymérisation doit être court.
- La résine d'encapsulation se doit d'avoir un faible coefficient de dilatation thermique. Ce coefficient doit être au plus proche de celui des matériaux utilisés dans l'assemblage, pour les raisons que nous avons déjà évoquées précédemment. L'accord de CTE est généralement obtenu par adjonction de grains de charge, dont la constitution propre (silice ou alumine en général), et surtout la fraction volumique V_f permet de contrôler à la fois le CTE, mais aussi la résistance thermique (améliorant par là même la dissipation calorifique), et l'absorption d'humidité.
- L'utilisation d'une résine d'encapsulation permet de réduire les risques de contamination ionique, principale cause de la corrosion des circuits. Ces risques de corrosion sont très dépendants de la nature des espèces corrosives, mais aussi du vecteur permettant leur progression. En général, ce vecteur est l'eau, sous forme d'humidité, dont la diffusion se fait uniquement dans la résine, et conditionne l'accélération des phénomènes de corrosion.

Les polymères utilisés comme résines d'encapsulation de composants sont généralement classés en deux catégories distinctes : les résines thermodurcissables, et les résines thermoplastiques.

Les résines thermodurcissables, sont constitués de chaînes de monomères, de longueur très importante (à l'échelle de l'objet à réaliser), repliées sur elles mêmes, et pontées par des liaisons principalement covalentes (ce qui leur confère des propriétés et une stabilité structurelle supérieures aux résines thermoplastiques). Ces résines ont un taux de réticulation, c'est à dire une densité de liaisons pontales par unité de volume, 10 à 100 fois plus élevée que dans le cas des résines thermoplastiques.

La particularité des résines thermodurcissables est que la polymérisation est irréversible. En d'autres termes, cela signifie que ce type de matériau ne fond pas, mais se décompose à température élevée. La viscosité des polymères thermodurcissables rend ce type de matériau particulièrement efficace dans le domaine de l'encapsulation des composants électroniques. Leur propension à résister à des températures élevées une fois polymérisés, sans retour à un état pâteux réversible, leur assure une stabilité de propriétés thermomécaniques dans une plage de température dont la limite est définie par leur T_g . Les trois principales classes de résines thermodurcissables utilisées comme encapsulants sont les époxydes, les polyimides et les silicones.

Les résines thermoplastiques sont constituées de polymères linéaires, c'est à dire ne contenant que des liaisons covalentes pour la chaîne polymère principale, et des liaisons de type Van der Waals pour assurer la réticulation interchaînes. Ce type de liaison (dite secondaire), plus faible que les liaisons covalentes, possède un caractère réversible. Une élévation de la température peut donc provoquer une rupture des liaisons secondaires, rendant le matériau visqueux. Certains polymères thermoplastiques ont malgré tout des caractéristiques haute température leur permettant de rivaliser avec des résines

thermodurcissables.

La deuxième caractéristique d'une résine d'encapsulation est la charge qui lui est additionnée. Cette charge a principalement trois fonctions : elle abaisse le coefficient de dilatation thermique, le coefficient de diffusion de l'humidité, et elle augmente la conductivité thermique. Les critères de choix de la charge dépendent de ses propriétés électriques et mécaniques, sa stabilité chimique, sa résistance à l'humidité et à la chaleur, sa faible abrasivité (conditionnant l'usinage), et le faible taux de particules alpha qu'elle émet. En effet, il apparaît que l'émission de ces particules devient critique dans les fonctionnalités de composant faisant intervenir des composants sensibles aux phénomènes d'irradiation (mémoires dynamiques) [MIL-STD-883]. Les charges les plus courantes sont l'alumine, l'oxyde de magnésium et le nitrure de silicium, possédant des conductivités électriques plus élevées que la silice. La silice fondue est malgré tout la charge la plus utilisée, car c'est elle qui présente la combinaison optimum des propriétés recherchées. La silice cristallisée est utilisée dans les applications nécessitant une forte dissipation thermique, assurant une très nette amélioration de la dissipation de la chaleur produite par les composants classiques. La plupart des grains de charge en silice ont des formes irrégulières d'écaillés, dont la taille varie de quelques dizaines à une centaines de μm . Il existe toutefois un risque à l'utilisation de particules de charge de taille trop importante, qui sous contraintes thermomécaniques, peuvent provoquer, par pression sur la couche de passivation, des fissurations, voire des ruptures des lignes de métallisation. Les valeurs typiques de chargement d'une résine sont de 70% en poids (environ 50% en volume), limitées cependant par deux facteurs : la charge qui peut entraîner une diminution de la résistance mécanique du matériaux, et une augmentation de la viscosité. Leurs caractéristiques principales sont listées sur le Tableau 16

Nom	Type	Résistance volumique Ohm.cm	Rigidité diélectrique KV/mm	Constante Diélectrique relative	T _g °C	CTE ppm/°C	Module d'Young GPa
RE1	Polyimide	10 ¹⁵	23	2.4	>240	21	≈ 3
RE2	Epoxy	10 ¹⁴	N/A	3.2	155	22	11.51
RE3	Silicone	2.10 ¹⁵	23	2.8	-49	960	0.005

Tableau 16 : Caractéristiques d'échantillons typiques de résine d'encapsulation plastique

On peut notamment remarquer sur le Tableau 16 que les conditions d'utilisation d'une résine d'encapsulation silicone se fait au dessus de leur T_g. Ceci implique un coefficient de dilatation très important, mais une flexibilité d'encapsulation très importante (module d'Young extrêmement bas) qui en fait un matériau très adapté aux applications de protection de circuit soumis à de hautes températures (leur température de dégradation étant très élevée).

Dans ce paragraphe, nous avons vu qu'un certain nombre de matériaux, dont la stabilité des propriétés électriques, mécaniques, thermomécaniques s'étendent sur une grande plage de température, rendent possible l'utilisation d'une technologie de type MCM-L pour des applications à contraintes environnementales sévères. Le choix des substrats, des éventuels matériaux d'encapsulation, décrit dans ce chapitre, ainsi que les matériaux d'assemblages (brasures et collages), nous ont permis de cerner les matériaux dont nous avons besoin dans la conception de prototypes de test. Notre étude portant sur la conception d'un produit dont la mise en production industrielle fait partie du cahier des charges, les choix technologiques se doivent d'être confrontés aux impératifs de coût de fabrication. Ces considérations seront développées dans le paragraphe suivant.

3.4. Approche de type facteur de coût, intérêt de l'emploi d'un MCM

Un autre facteur prépondérant dans cette étude vient de l'environnement économique. Nous pouvons voir sur le Tableau 17 dans le cadre d'une approche MCM, les variations des facteurs de coût des différentes technologies citées au paragraphe précédent :

Type de MCM	Matériau	Facteur de coût
MCM-L	BT laminé	1
MCM-C	Céramique cocuite	1.5-2
MCM-D	Céramique	2-3
MCM-D	Silicium	7-10

Tableau 17 : Coût relatif des différentes technologies MCM

L'étude du facteur de coût passe par une analyse de la valeur des technologies employées. Il est important de baser cette étude sur les coûts de substrats, les coûts d'assemblage, l'évolution du coût des puces, et les coûts de test et de qualification du produit fini.

Dans l'optique de conception d'un produit MCM basé sur les considérations standard décrites sur la Figure 20, il est possible pour le choix des *substrats*, par l'émergence de matériaux nouveaux, d'envisager dans une technologie de type MCM-L pour haute température. Le MCM-L présentant à l'heure actuelle le coût de fabrication le plus bas de l'ensemble des technologies MCM ; cette solution peut être abordée selon deux approches possibles : soit via des substrats renforcés, soit à l'aide de substrats flexs. L'avantage des substrats renforcés est principalement basé sur le fait qu'il s'agit d'une technologie très bien maîtrisée, donc au prix de fabrication relativement bas. Les techniques de laminage de ces substrats dépendent malgré tout de la résine mise en œuvre et de la disponibilité de la combinaison résine/renfort.

Résine/renfort	T _g (°C)	Coût
Epoxy standard/verre-E	125	1.0
Polyimide/verre-E	250	2.0
Epoxy standard/aramide tissé	125	6.0
Cyanate ester/verre-S	230	6.0
Polyimide/Quartz	250	9.0

Tableau 18 : Coût relatif des substrats renforcés en technologie MCM-L

Le substrat renforcé combinant une stabilité des propriétés thermomécaniques dans la plage de températures de notre application, avec un coût moindre consiste en la combinaison Polyimide/verre. Toutefois, le facteur d'encombrement que nous avons vu au paragraphe précédent nous force à envisager l'utilisation d'un substrat de type flex.

Flexs double face Diélectrique/Adhésifs	Facteur de coût relatif
Polyester/Polyester	1.3
Polyester/Epoxy modifié	1.1
Polyimide/Acrylique	2.7
Polyimide/Epoxy modifié	2.0
Polyimide/Polyester	2.1
Polyimide/Polyimide	3.9
Verre/Epoxy	1.0
Polyimide sans adhésif (dépose sous vide)	3.5
Polyimide sans adhésif (déposition chimique)	3.5

Tableau 19 : Facteur de coût relatif des substrats flex

Les caractéristiques thermiques des matériaux, montrent que dans le cadre de notre application, les substrats flex à base de polyimide, même s'ils constituent une alternative plus coûteuse, sont parfaitement adaptés. Le facteur d'encombrement donné pour ce type de substrat est de 31%, et leur Tg élevé assurant une bonne stabilité en température, le facteur de coût de 3.5 à 3.9 constitue un handicap lorsqu'il s'agit de développer une technologie incluant un nombre de puces réduit. Mais l'approche reste intéressante si l'on considère le développement futur d'un MCM-L où le nombre de puces devient important (modules incluant des puces de grande taille, mémoires, DSP). L'amélioration du prix de revient passe donc par une réduction des coûts relatifs des autres étapes de fabrication et de qualification.

Les *coûts d'assemblage* en technologie MCM-L sont conditionnés par trois facteurs : La disponibilité des puces, le mode de report de ces dernières, et le mode de câblage.

	Wire Bonding	TAB	Flip-Chip
Nombre d'entrée/sortie	< 500	< 600	2000
Taille d'empreinte	20-100 mil	80-60 mil	Taille de la puce
Réparation	Difficile	Difficile	MCM-C&D : Envisageable MCM-L Difficile
Disponibilité- Approvisionnement	Bonne	Bonne	Difficile

Tableau 20 : Caractéristiques d'approvisionnement et de réparation des principales technologies de câblage.

On peut considérer dans la plupart des cas que le mode de câblage conditionne pour la plus grande partie la disponibilité des puces. Les puces destinées au câblage en COB et en TAB n'ont en effet que peu de spécificité par rapport au Flip-chip, où il est nécessaire de procéder à une préparation des puces à l'accueil de « bumps » de câblage. Le coût d'assemblage est alors augmenté dans certaines configurations d'un facteur 2.

La configuration de câblage la plus favorable à une réduction du coût d'assemblage reste le Wedge-bonding. Cette affirmation reste toutefois à pondérer par une approche de la qualité des puces utilisées lors de la fabrication du circuit. En effet, les puces, dans le cadre d'une approche dite KGD (Known Good Die), entraîne une modification des facteurs de coûts selon que l'on s'intéresse aux puces déclarées conformes à la définition KGD.

La notion même de puces de type KGD dépend des fabricants, au sens où ces derniers déclarent leurs puces KGD en fonction d'une batterie de tests qui leur est propre (test électrique, méthodes d'inspection type MIL-STD-750/883, déverminage, etc...). La définition la plus courante des puces KGD, selon l'Imec, Good Die Network Office [MON 96], est qu'il s'agit d'une puce nue qui a été entièrement testée et qui assure un niveau de fiabilité égal ou supérieur à la même puce encapsulée.

Cette approche KGD permet d'améliorer les rendements de fabrication, et par là même le coût de revient d'une fabrication en série d'un module. La batterie de tests utilisée permet d'estimer en fonction du panel de défauts potentiels présents sur une puce, la quantité η , comprise entre 0 et 1. Ce paramètre quantifie la couverture des défauts révélés par les tests. Dans la fabrication d'un module de type MCM-L, on peut donc ainsi estimer le rendement de fabrication du module complet, pondérant le facteur de coût final du module [LAU 94], à l'aide de l'expression :

$$Y_{ms}(\%) = \prod_{i=1}^i 100 Y_{Ci}^{(1-\eta)N_{Ci}} \quad [10] \text{ avec } i \text{ le type de puce}$$

N_{Ci} le nombre de puces de type i par module, et Y_{Ci} le rendement de fabrication par puce de type i . Ainsi en considérant un module possédant un seul type de puce, dont le rendement varie entre 50% et 99.9%, avec un taux de couverture de défaillance des tests variant de 0 à 1, les rendements de fabrication obtenus peuvent être lus sur les figures [30a, b et c].

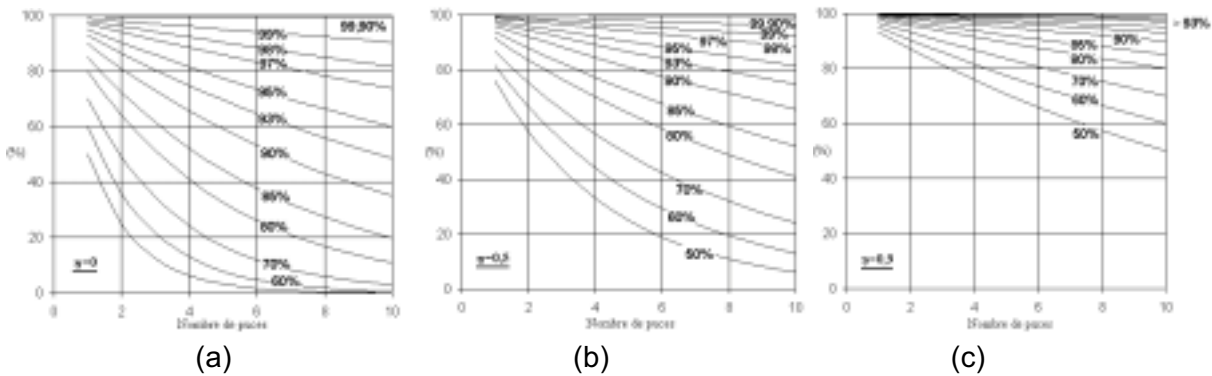


Figure 30 : Rendement de fabrication des MCM, en fonction de la qualité des puces

On constate immédiatement que l'approche KGD, avec une couverture de défauts potentiels supérieure à 90% ($\eta > 0.9$), devient intéressante du point de vue du rendement même pour un faible nombre de puces par module. Dans le cadre de notre application, où le nombre de puces est inférieur à 5, le rendement de fabrication est quasiment augmenté d'un facteur 2. Cette approche permet d'améliorer le rendement total, et donc le prix de revient global de fabrication, en dépit d'un facteur de coût de 2 pour l'achat de puces KGD. Une application pour laquelle le type de puce impliqué possède un nombre d'entrée sortie inférieur à 50, et garantie KGD par le fabricant dans la plage de température standard de 25°C à 125°C, possède un rendement équivalent supérieur à 99% à 200°C. Le risque d'augmentation de coût ne dépend alors que de la disponibilité du composant impliqué dans l'application. Cette disponibilité conditionne le prix par unité, et il devient nécessaire de faire une étude au cas par cas pour savoir si l'utilisation de puces nues KGD devient rentable.

Lors d'une étude interne de la société Schlumberger sur l'intérêt du remplacement de l'électronique standard dans les outils de prospection pétrolière, par une technologie de type MCM [Mon 96], les objectifs et idées principales furent, pour le remplacement des composants militaires hermétiques utilisés jusqu'alors, de développer un MCM-L haute densité, de démontrer l'intérêt économique d'un tel développement. Dans ce but, une étude comparative entre une technologie traversante et la même application réalisée en MCM, a permis de dégager une réduction substantielle du coût de revient du produit. Ce coût de revient se décompose en plusieurs éléments.

- Le prix de revient de l'électronique, incluant le substrat, les composants (actifs, et passifs), les supports, l'assemblage, le test et la calibration
- La mécanique de l'outil, comprenant matière, usinage, module de batterie, connectique, châssis, intégration de l'ensemble.

Nous ne détaillerons ici que la partie concernant le développement de l'électronique, qui conditionne de toute manière le volume impliqué dans la fabrication de la mécanique. Cette réduction de volume a pour avantage la possibilité intrinsèque de réduction de la taille globale de l'outil, ou encore, suivant les choix du client, l'intégration de fonction électronique supplémentaire dans un châssis de même taille que le volume d'origine.

	Traversante	Delta	MCM
Electronique			
Substrat	=	≈	=
Composants	$\Sigma_c=50\%$ de la carte	-45%	$\Sigma_{MCM} < 50\%$
Assemblage	A_T	*2	A_{MCM}
Mécanique	M_T	-35%	M_{MCM}
Coût total		-16%	

Tableau 21 : Récapitulatif du coût d'un outil standard réalisé en technologie traversante ou MCM

Dans le Tableau 21, nous dressons un récapitulatif global du gain obtenu dans le remplacement d'une technologie de fabrication de circuit standard en technologie traversante par un assemblage de type MCM. En répartissant les variations de prix sur le PCB (+24%), les composants actifs (-47%), les composants passifs (-44%), les supports (-70%) et l'assemblage (+45%), le prix de revient équivalent est réduit de 16%, pondéré ensuite par le rendement d'assemblage (dépendant de l'option KGD puce nue), nous obtenons une réduction de 7%.

Les coûts de test et qualification des produits sont considérés identiques dans les deux options technologiques. Ce gain peut être encore amélioré par augmentation du rendement via le KGD, dont la disponibilité croissante en puce nue constitue une alternative aux MCM à faible nombre de puces.

L'idée de développement de prototypes à bas prix pour notre application, consiste donc en un module MCM-L à faible nombre de puces câblées en Wire Bonding, reportée sur substrat flexible haute température. Les contraintes de qualification du produit pour environnement sévère que nous allons voir au chapitre suivant conditionneront les options complémentaires d'assemblage de nos prototypes.

4. Conclusion :

Ce premier chapitre nous a permis de cerner le champ d'application de notre étude. Les conditions environnementales sévères auxquelles les composants et assemblages sur lesquelles nous avons travaillé se retrouvent dans divers domaines tels la prospection pétrolière, la géophysique, l'océanographie et l'automobile.

Les outils nécessitant, dans chacun des domaines d'applications précités, une électronique spécifique ont été abordés de manière non exhaustive, la plupart de ces applications étant orientées vers la mesure de grandeurs physiques de diverses natures.

Ces environnements « extrêmes » définissent des conditions de travail très spécifiques en fonction des différents domaines d'application. Les « gammes de pressions », définissant à la fois les seuils de contraintes et les modifications comportementales supposées des composants actifs et passifs ont été exposées.

L'environnement sévère incluant la dimension « Forte pression » est une notion relativement nouvelle. Les domaines d'application adressés par l'électronique de mesure soumise à des HPFT (hautes pressions forte température) s'élargissent. Les systèmes électroniques de mesure étaient plutôt utilisés dans la recherche pétrolière. Notre étude bibliographique montre que la géologie des fonds sous-marins, et la sécurité des installations sous marines commencent à travailler sur des systèmes de mesures simples et robustes pour assurer leurs différentes mesures. Dans l'automobile, l'électronique haute température actuellement développée au niveau des moteurs dans les laboratoires de R&D, deviens une des préoccupation des motoristes pour une mise en application sur des débitmètres qui vont être intégrés dans les circuits d'injection de carburant (pression 1000 bar). Tous ces systèmes électroniques ont besoin d'être robustes face à l'environnement sévère qu'ils subissent mais il est aussi nécessaire d'intégrer la notion de coût, qui doit être le plus réduit possible. Après notre tour d'horizon technologique, il semble qu'une technologie MCM-L ou MCM-C soit appropriée à notre problème d'intégration de fonction de mesure électronique.

Dans le chapitre suivant, il va être utile d'introduire des notions de fiabilité et de modes de dégradation des circuits électroniques. De plus, une étude sur les composants élémentaires (passifs et actifs) va permettre d'effectuer un choix correct pour notre électronique de mesure. Ensuite, un banc de test sera monté et testé au laboratoire afin d'atteindre les consignes d'environnement de nos circuits de test (175°C – 1200 bar).

REFERENCES DU CHAPITRE 1

« Synthèse des besoins et comportement des cartes électroniques en environnement Haute température Forte pression »

[ASH 80] « Matériaux » M.F ASHBY, DRH Jones

Ed Dunod 1980

[BEC 98] « Conception et réalisation d'un système ultrasonore à balayage appliqué au diagnostic de défauts dans les microassemblages. Contribution à l'aide à l'interprétation par traitement de l'image et du signal »

L.BECHOU Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux I, Janvier 1998

[BESS 94] « MCM-L approach provides cost-effective multichip modules » B.BESSER, L. BELL, D.ROBINSON

Solid State Technology, April 1994

[CAST 93] « MCM number grow » Advanced Packaging, Spring 1993, pp. 32-38

[CEA 92] Le livre bleu de l'environnement – Instrumentation Capteurs

B.DUPEYRAT CEA 1992 Ed : Atelier Donnadiou

[DUC 98] « Conception, réalisation, validation d'un circuit intégré de test pour la fiabilisation des technologies d'encapsulation plastique »

C.DUCOS Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux I, Octobre 1998

[DUDD 95] « A low cost MCM/BGA assembly and packaging technology »

T.D. DUDDEAR, Y.DEGANI, B.J HAN, K.L TAI, AT&T Bell laboratory

[GES 90] « The technology of Multichip Modules » G.GESHWIND, R.CLARY

Rose Associated, Los Altos, California, 1990

[GIN 89] « TAB enters Multichip Modules for the next step in high density packaging » G.L.

GINSBERG Electronic packaging and production 1989

[HIJ 93] « Etude du comportement thermomécanique et de la fiabilité d'assemblages de composants montés en surface, utilisés en environnement automobile sévère »

A. HIJAZI Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux I, Février 1993

[HOB 89] « Interconnecting Multichip in a plastic package »

L.HOBSON Electronic packaging and production 1989

[KUR 91] « Introduction à la science des matériaux »

W. KURZ, J.P. MERCIER, G. ZAMBELLI Presses Polytechniques et Universitaires Romandes 1991

[LAL 93] « An Overview of Multichip modules »

P.LALL, S.BHAGATH Solid state Technology 1993

[LAU 94] « COB technologies for Multi-chips modules »

J.H LAU Ed Van Nostrand Reinhold, New York 1994

[LEW 94] « Role of materials evolution in VLSI Plastic Packages in improving Reflow soldering performances »

LEWIS, GANESAN, BERG IEEE 1994

[MON 96] « Technologie MCM-L Etude Comparative de Coût »

C.Monier Rapport de stage DESS Achat Industriel de Composants Electroniques
Université de Bordeaux I, Etudes et Production Schlumberger 1996

[OKU 94] « Unique Epoxy Resin and Printing encapsulation System for advanced Multichip Modules PLCC, BGA, PGA, TAB, WBCOB and flip-chip »,

A.OKUNO, K .NAGAI The International Journal of Microcircuits and Electronics Packaging », Vol 17, n°2, 1994, pp. 143-151

[PER 66] « Géologie du pétrole »

A.PERRODON Bibliothèque de l'ingénieur géologue – Presse Universitaire de France 1966

[QUI 91] Dictionnaire encyclopédique 1991

[REY 96] « Contribution à l'intégration des circuits de puissance adaptée à l'électronique automobile »

P.REY Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux I, Juillet 1996

[REA 95] « Thermomechanical behavior of a high density polymer overlay MCM interconnect structure : experiments and analysis »

D.REAR and AI ASME 1995 EEP-Vol. 11/MD-Vol 64

[SAL 96] « Revue générale des boîtiers existants, principales applications » M.SALAGOITY

Réseau Doctoral en Microtechnologies, Bordeaux, 1996

[SOL 94] « MCM/BGA Concept enters Mainstream »,

V.SOLBERG Surface mount Technology, Vol 8, N°10, 1994, pp. 49 à 54

[TUM-1] Microelectronics Packaging Handbook

R. TUMALA Ed Van Nostrand Reinhold 1992

[TUM-2] « Multichip packaging- a tutorial »

R.TUMALA Proceedings of the IEEE, Vol 80, n°12, December 1992 pp. 1924-1941

[VAL-96] « Caractéristiques et applications des microassemblages en 3D »

C.VAL Réseau Doctoral en microtechnologies, Bordeaux, 1996 pp. 9-21

[ZHU 96] « High temperature deformation of high density interconnects and packages by Moiré interferometry/FEM hybrid method »

J.ZHU, D.ZOU, F.DAI, S.LIU IEEE/CPMT Intl Electronics manufacturing technology symposium, 1996

Chapitre 2

**« Assemblages faible coût
Impact de la HPFT sur leur fiabilité »**

1.	Fiabilité des circuits électroniques	71	
1.1.	Eléments de fiabilité :	71	
1.2.	Mode de dégradation physique et facteur d'accélération des phénomènes :	74	
2.	Comportement électrique des composants actifs et passifs sous contraintes de température		87
2.1.1.	Les composants actifs	87	
2.1.2.	Les composants passifs	89	
2.2.	Comportement physique des assemblages	95	
2.2.1.	Les câblages et les « Die attach »	95	
2.2.2.	Les encapsulants	97	
2.2.3.	Les substrats	98	
2.2.4.	Empaquetage du circuit	99	
2.3.	Conception et réalisation du banc de test	100	
2.3.1.	Structure du banc de test	100	
2.3.2.	Etalonnage du banc de test	102	
3.	Conclusion	104	

Dans ce chapitre, une étude sur la fiabilité des circuits électroniques est abordée. Le comportement sous contrainte thermique des matériaux utilisés autour des composants : câblages, encapsulants, substrats, packages est analysé.

La conception et la réalisation du banc de test en température (jusqu'à 200°C) et en pression (jusqu'à 150 Mpa), sont détaillées. L'étalonnage du banc en statique et en dynamique est aussi présenté.

1 Fiabilité des circuits électroniques

Pour la compréhension des problèmes de dégradation intervenant sur les circuits électroniques, il est utile d'introduire quelques éléments de fiabilité. Ensuite, nous ferons le récapitulatif des différents modes de dégradation physique et des facteurs d'accélération étudiés sur les systèmes électroniques.

1.1 Eléments de fiabilité :

Du point de vue statistique, la distribution de défaillances d'un système dans le temps la plus communément admise obéit à une loi dite de Weibull [ROS]. Cette loi a pour expression :

$$f(t) = \frac{\beta}{\lambda} \left(\frac{t}{\lambda}\right)^{\beta-1} e^{-\left(\frac{t}{\lambda}\right)^\beta} \quad [1]$$

expression permettant d'écrire le nombre de composants défaillants F(t)

$$F(t) = 1 - e^{-\left(\frac{t}{\lambda}\right)^\beta} \quad [2]$$

où :

- F(t) représente la quantité cumulée de composants défaillants,
- λ le temps de vie pour lequel 63,2 % des composants sont devenus défaillants aussi appelé MTTF (Mean time to Failure),
- β le paramètre de forme, permettant de situer les différents domaines caractéristiques de la vie du système.

En écrivant $R(t) = 1 - F(t)$ [3], le nombre de composants rescapés, on peut obtenir le taux de défaillances possibles ramené au nombre de composants rescapés, ce qui représente le taux de défaillance possible par composant au cours du temps :

$$h(t) = \frac{f(t)}{R(t)} = \frac{\beta}{\lambda} \left(\frac{t}{\lambda}\right)^{\beta-1} \quad [4]$$

La détermination expérimentale du paramètre de forme β permet de se rendre compte d'un mode de défaillance juvénile, ou d'usure.

On peut utiliser une approche déterministe du phénomène de résistance à la contrainte en utilisant la notion d'énergie de chargement et de résistance à la contrainte [DUC 97] Cette notion très utilisée en résistance des matériaux, peut apporter une information complémentaire sur les modes de dégradation des fonctions électroniques sous contraintes, tant du point de vue de la fonction électronique que du point de vue de l'assemblage. La résistance d'un objet à une contrainte peut être définie comme la valeur de la contrainte (mécanique, thermique, électrique), pour laquelle apparaît la défaillance. En deçà de cette limite, le composant, la fonction, ou l'assemblage reste fonctionnel. Dans l'exemple d'un matériau parfait, le seuil de défaillance est une valeur déterminée (Figure 1). Dans un

cas réel, le matériau n'est pas parfait, et la résistance à la contrainte n'est pas unique. Elle obéit à une distribution statistique (Figure 2).

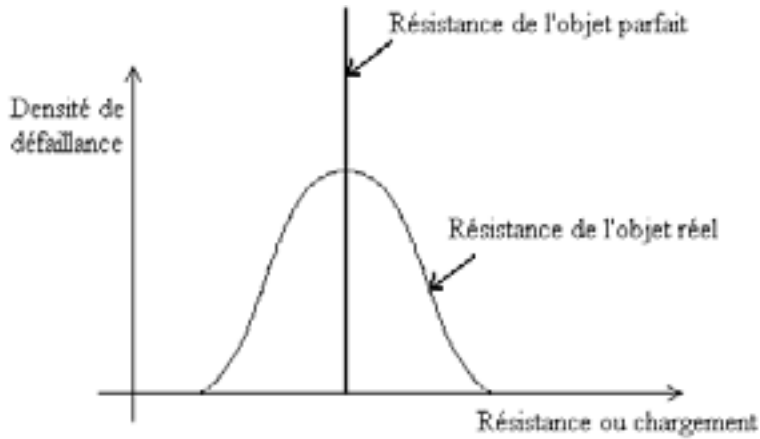


Figure 1 : Modélisation résistance/contrainte

Pour concevoir le comportement d'un élément à une contrainte environnementale non uniforme (la dispersion des valeurs de contrainte se faisant autour d'une valeur moyenne), on peut dès lors faire figurer sur le même graphique les valeurs des contraintes de charges. La comparaison des distributions respectives de résistance à la contrainte et de chargement permettent d'estimer la densité de défaillance potentielle du système. Ainsi, pour un composant entrant dans la zone 2 de la courbe de Weibull, on peut représenter la probabilité de défaillance en estimant la surface de recouvrement de deux distributions :

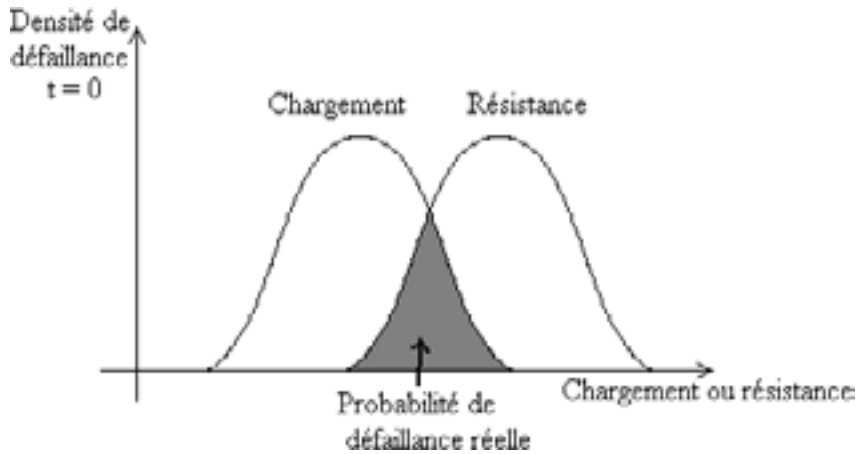


Figure 2 : Probabilité de défaillance réelle sous contrainte environnementale.

L'intérêt de ce modèle est de permettre une approche analytique de la défaillance pour différents types de contraintes environnementales. Le vieillissement du composant peut aussi être modélisé par une modification de la courbe de résistance à la contrainte dans le temps. D'une manière générale, la résistance à la contrainte s'amenuise avec le temps. Ceci peut se traduire sur la courbe, soit par une translation de la courbe de résistance vers des valeurs plus basses, soit par un étalement de cette courbe vers les valeurs de chargement :

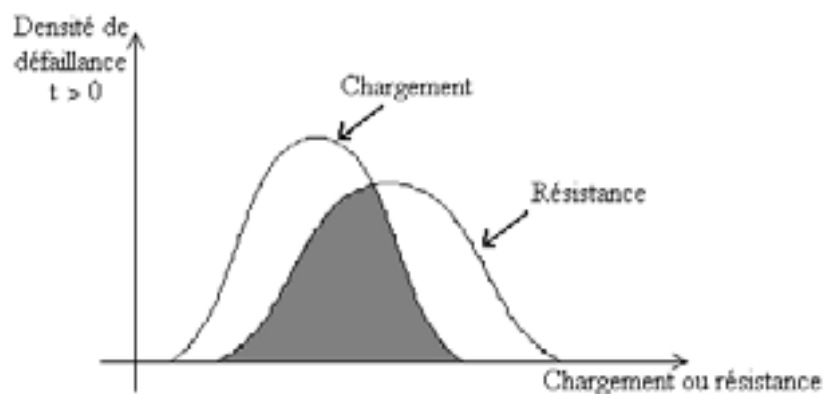


Figure 3 : Augmentation de la probabilité de défaillance par vieillissement

Bosch (1979) et Stevenson (1989) [JEN] ont proposé pour modéliser la dégradation des valeurs de résistances à la contrainte, l'utilisation d'une équation du premier ordre, de la forme :

$$\frac{dS}{dt} = -\frac{C}{S^n} \quad [5]$$

où :

- S est la valeur de la résistance de l'objet,
- C est une constante positive dépendant de l'environnement et du chargement,
- n détermine le mode de dégradation des valeurs de résistance.

Si par exemple $n=0$, $S(t) = -Ct + S_0$, ce qui veut dire que toutes les valeurs de résistances se dégraderont de la même manière, la distribution de résistance subira une simple translation vers la gauche. Si $n>0$, les résistances de faible valeur se dégraderont plus rapidement que celles de forte valeur. En plus de la translation, on aura affaire à un étalement des valeurs. Une valeur particulière de n est -1, pour laquelle S(t) devient : $S(t) = S_0 e^{-Ct}$ [6]. La forme de cette loi, aussi dite loi d'Arrhenius, est caractéristique des phénomènes de dégradation activés de manière thermique.

Les paramètres utilisés dans ces modèles font appel aux mécanismes physiques de dégradation. Qu'il s'agisse de la modélisation des défaillances de fonctions électriques ou d'assemblages, les phénomènes physiques peuvent être appréhendés sous leur forme analytique, que nous allons voir maintenant.

1.2 Mode de dégradation physique et facteur d'accélération des phénomènes :

Une défaillance dans un circuit ou une fonction électronique se traduit principalement par trois causes distinctes résumées sur le tableau suivant :

<u>Mode de défaillance électrique</u>	<u>Mécanisme de défaillance physique</u>
Circuit Ouvert	<ul style="list-style-type: none"> ■ Défaut de Bondings ■ Cavités Krikendall ■ Corrosion ■ Fissuration par fatigue ■ Dommages Mécaniques ■ Electromigration
Court circuit	<ul style="list-style-type: none"> ■ Produits de corrosion des conducteurs ■ Formation de dendrites électrolytiques ■ Déplacement de lignes conductrices ■ Claquages diélectriques ■ Surchauffes
Pannes intermittentes	<ul style="list-style-type: none"> ■ Contacts instables ■ Distribution de température instable ■ Fracture naissante

Tableau 1 : Principales défaillances d'une fonction électronique

A chacun des mécanismes de défaillance cités précédemment, peut être associé un phénomène physique, dont la nature peut être exprimée de manière analytique. Ces phénomènes sont activés par un apport d'énergie externe sous deux formes principales : l'apport de fonctionnement courant (température de fonctionnement du circuit, champs électriques de polarisation des oxydes de grilles, etc..) ou celui lié aux conditions environnementales. Les défaillances peuvent être distinguées selon le type de mécanisme d'activation, généralement déterminées par les contraintes environnementales exercées sur le système. Le tableau suivant regroupe les principaux types de dégradations intervenant sur des circuits ou des fonctions électroniques :

Dégradation	Niveau d'inter – connexion	Activation	Modèles physique	Lois statistique de dégradation
Claquages diélectriques	0 - 1	Champ électrique	Type B	Modélisation de la charge critique acceptable dans le diélectrique: Q Modèle de temps de claquage intrinsèque : TdB Facteur d'accélération du champ E : β Modèle de temps de claquage incluant l'accélération par la température : TdB, E_{aeff}
Effet Kirkendall	1	Thermique	Type A	Modèle de Kidson
Diffusion et croissance inter – Métalliques	1 - 2	Thermique	Type A	Modèle de Kidson
Electromigration	0	Electrique Thermique	Type F	Modèle de Black
Corrosion et phénomènes associés	1 - 2	Chimiques Electrochimiques Thermiques	Type C	Modèle de EYRING : TTF avec ou sans polarisation Modèle de PECK : TTF avec ou sans polarisation
Fissurations puces	1	Mécaniques Thermo - mécanique	Type B	Modélisation de la contrainte critique du silicium : σ critique
Fissuration boîtier	1 - 2	Mécaniques Thermo - mécaniques	Type D	Modélisation de la contrainte critique du silicium : σ critique
Fissuration passivations	0	Mécaniques	Type B et D	Modélisation de la contrainte de cisaillement : $\sigma_{critique}$
Délaminations de report	1	Thermo - mécaniques	Type E	Modélisation du nombre maximal de cycles thermiques avant défaillance Modélisation de la contrainte maximale de cisaillement en face arrière de puce : τ_{max}
Décollement de Bondings	1	Mécanique	Type D et E	Modélisation de la force moyenne de cisaillement pour l'interface pad-ball : F50 Facteur d'accélération : AF
Rupture câblage	2	Mécaniques Thermo - mécaniques	Type D	Modèle de COFFIN-MANSON : Mean Time of Cycles To Failure (MCTF) Facteur d'accélération : AF
Rupture des joints de report	2	Thermo - mécaniques,	Type D	Modèle de la taille critique des grains provoquant la rupture mécanique : S

Tableau 2 : Dégradations - Phénomène physique - Statistique de défaillance

A chaque type de défaillance, nous pouvons associer des lois physiques que nous avons dénommées arbitrairement de type A à E. Chacune de ces lois peut être associée à une estimation du MTBF d'un composant ou d'un système électronique.

Certains de ces modèles sont communs à plusieurs classes de défaillances, d'où la nécessité de les regrouper sous forme de types spécifiques que l'on peut détailler comme suit :

Le modèle type A de défaillance est celui dont l'évolution physique peut être résumé sous la forme d'expressions mathématiques de type lois d'Arrhénius . Nous pouvons prendre à titre d'exemple la dégradation d'un bonding par effet Kirkendall. Cette dégradation est due, comme nous l'avons vu précédemment à l'apparition de vides localisés à l'interface entre le fil de câblage et le métal du plot de câblage de la puce. Les deux métaux mis en présence vont former localement des phases intermétalliques, dont la coalescence finira à terme par provoquer l'apparition de cavités menant à une panne de type circuit ouvert. Ce phénomène lié à la mise en présence de fils de bondings en or sur des plots de câblages en aluminium est dû à la dissolution en phase solide d'une espèce métallique dans l'autre. La diffusion obéit à une loi de la forme :

$$D.t = C \quad [7]$$

avec D le coefficient diffusion, t le temps, et C une constante. Le coefficient de diffusion, s'exprime sous la forme :

$$D = D_0 e^{-\frac{E_a}{R.T}} \quad [8]$$

avec D_0 le coefficient d'entropie, E_a l'énergie d'activation du phénomène de transport par diffusion, R la constante des gaz parfaits, et T la température. On constate dans cette expression que le phénomène de diffusion est activé thermiquement.

En isolant t dans [7] et en injectant D, dans l'expression, on peut obtenir la valeur t_f pour laquelle le déplacement de matière provoque l'apparition d'une cavité critique pour la conduction :

$$t_f = A.e^{\frac{E_a}{R.T}} \quad [9], \text{ avec } A = \frac{C}{D_0}$$

Cette valeur de t_f dépend de la géométrie de contact et de la température. Le phénomène de dégradation étant caractérisé par son enthalpie. Nous obtiendrons une valeur différente de t_f en fonction de la température. Respectivement, pour les température T_1 et T_2 , nous aurons t_{f1} et t_{f2} . On peut ainsi définir un facteur d'accélération des phénomènes activés thermiquement :

$$AF = \frac{t_{f1}}{t_{f2}} = e^{\frac{E_a}{R} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right)} \quad [10]$$

Cette forme du facteur d'accélération caractérise les phénomènes thermiques, mais aussi certains phénomènes thermomécaniques (que nous avons nommés type D). La détermination de l'enthalpie est expérimentale et propre à un phénomène de dégradation particulier. Le facteur d'accélération permet d'établir des tests spécifiques pour lesquels le temps nécessaire à l'apparition de la défaillance sont beaucoup plus courts. D'autres phénomènes que l'effet Kirkendall, tels la croissance des films d'oxydes, ou des films dus à la corrosion, peuvent être traités par une approche du modèle type A.

Le modèle de défaillance de type B est celui lié au claquage des diélectriques constitutifs de la fonction électronique. D'une manière générale, un claquage se définit par une destruction locale du matériau avec fusion et/ou vaporisation du diélectrique. Une distinction entre les deux principales causes de claquage s'impose dès que l'on invoque la cause et l'effet , le niveau de champ électrique appliqué, la conductivité du matériau et le temps de retard de claquage. Les deux principaux mécanismes de claquage utiles dans une application à environnement sévère restant le claquage électronique pur, et le claquage par emballement thermique.

Le claquage purement électronique intervient lorsque une avalanche électronique est déclenchée localement par application d'un champ dont la norme dépasse une valeur de champ critique (E_{cr}), au-delà de laquelle apparaissent des collisions ionisantes provoquant un phénomène de rupture rapide.

Une condition nécessaire mais non suffisante est qu'il existe intrinsèquement parlant dans le matériau, des électrons de conduction pouvant être accélérés et pouvant acquérir dans le champ une énergie comparable à l'énergie d'ionisation des atomes constitutifs (5 à 10 eV). Pour un électron unique, l'effet d'avalanche se produit dès que les interactions avec les atomes du réseau permettent l'émission d'un électron supplémentaire à chaque collision. Ce phénomène, pondéré par les interactions électron - phonons du réseau (une augmentation de la température provoque une chute de la probabilité d'émission d'un électron supplémentaire après collision), implique que m générations (et non pas collisions), provoque 2^m électrons. F.Seitz [SEI] a montré que la destruction du matériau par avalanche nécessite 40 générations donc environ 2^{12} électrons produits par effet avalanche dans un échantillon d'épaisseur L . Plus l'épaisseur d'échantillon est importante, et plus la valeur du champ disruptif provoquant l'effet d'avalanche est atténué. Une relation de dépendance globale simplifiée du champ disruptif en claquage électronique pur a été établie par Calderwood et Watson sur des échantillons d'épaisseurs variables :

$$E_{cr} \approx \frac{3}{\text{Log}_{10}(10^4 L)} \quad [11]$$

E_{cr} est exprimé en MV/cm, et L en cm (relation valable pour $L \geq 10^4$ cm).

La nature du substrat influe particulièrement sur la rigidité diélectrique (E_{cr}). Le comportement en température de la silice amorphe, par exemple, est de nature très différent de celui du quartz (cristallin).

Les polymères se comportent principalement comme la silice amorphe, à ceci près que leurs propriétés rhéologiques, au dessus d'une température pouvant être relativement basse, favorisent le claquage électromécanique résultant d'un déséquilibre entre la compression électrostatique subie par l'échantillon, et la réaction élastique à cette compression. Ce n'est que dans le cas de polymères à chaîne longue (polyéthylène) que l'on observe une augmentation de la rigidité avec la température.

L'étude de la probabilité qu'un électron reste libre pendant la durée t_i , lui permettant d'acquérir dans le champ E l'énergie d'ionisation I , permet d'écrire une équation du champ critique :

$$E_{cr} = E_0 e^{-\frac{E_1}{EI}} \quad [12]$$

avec E_0 et E_1 des constantes propres au matériau, dimensionnellement équivalentes à des champs électriques.

Le deuxième type de claquage peut être mis en évidence par polarisation d'un matériau diélectrique à tension constante, le claquage se produisant par augmentation de la température. Or en supposant un échantillon de matériau légèrement conducteur, on peut admettre que l'effet Joule associé au passage de ce courant augmente localement la température. Si la chaleur accumulée dans l'échantillon n'est pas évacuée suffisamment vite par conduction thermique ou par rayonnement aux interfaces, ou si le processus d'évacuation des calories est ralenti par la température environnementale, la chute de la valeur de la conductivité provoque un emballement des courants de fuite, amenant à la destruction. En écrivant le bilan énergétique à l'état stationnaire de la puissance dissipée par effet Joule, et la puissance évacuée par les deux interfaces d'un échantillon plan, de conductivité thermique infinie, d'épaisseur L , et supposé infini et isotherme, on peut écrire :

$$\sigma(T)E^2L = 2\Gamma(T - T_0) \quad [13]$$

avec $\sigma(T)$ la conductivité en fonction de la température, E le champ électrique appliqué, Γ le coefficient d'échange thermique par convection, T_0 la température de référence de dissipation, et T la température externe de l'échantillon.

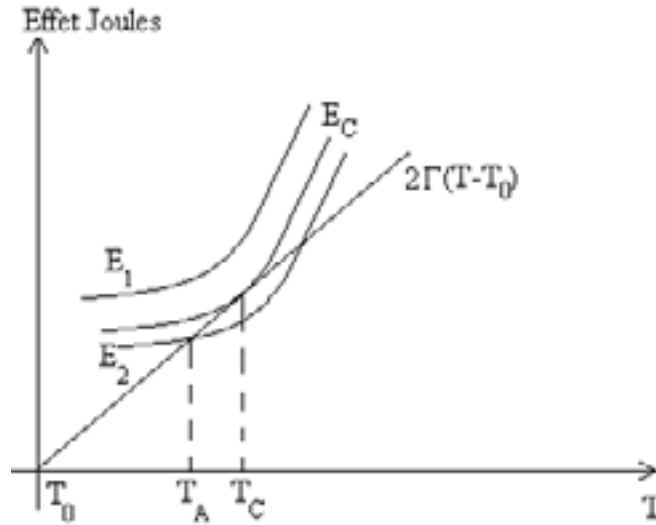


Figure n° 4 : Energie produite par effet Joule et dissipation thermique,

Nous pouvons voir sur la Figure n° 4 les courbes E_1 , E_c et E_2 , représentant la puissance dissipée par le courant de fuite pour différentes valeurs du champs, et la droite représente la puissance évacuée. Si le champ est inférieur au champ critique E_c , (cas de la courbe E_2), la droite de dissipation coupe la courbe en deux points. Le point le plus bas correspond à l'équilibre thermique stable, puisque l'échantillon se réchauffe si $T < T_A$, et se refroidit si $T > T_A$. Pour toute valeur du champ supérieure à E_c (courbe E_1), la chaleur entrante est supérieure à la chaleur sortante, rompant la condition d'équilibre. La valeur du champ critique est celle pour laquelle la courbe de puissance entrante, est la tangente à la courbe de puissance sortante, soit lorsque l'on vérifie à la fois $\sigma(T)E^2L = 2\Gamma(T - T_0)$ [13] et $\frac{d(\sigma E^2 L)}{dT} = 2\Gamma$.

L'expression de la conductivité sous forme d'une loi d'Arrhénius ne permet pas d'obtenir des expressions des valeurs critiques simples, c'est pourquoi il est nécessaire d'utiliser une expression de la conductivité de la forme :

$$\sigma(T) = \sigma(T_0)e^{\frac{(T-T_0)}{\theta}} \quad [14] \text{ appelée approximation de Wagner,}$$

valable au voisinage de T_0 , avec $\sigma(T_0)$ la conductivité du matériau à la température de référence, et θ l'écart à la température de référence pour lequel

$$T_c = T_0 + \theta \quad [15]$$

représente la température critique pour laquelle apparaît le claquage thermique. On peut alors déduire des relations $\sigma(T)E^2L = 2\Gamma(T - T_0)$ [13], [14] et [15], les paramètres critiques tels le champ critique E_c , et le potentiel pour lesquels apparaissent les phénomènes de claquages thermiques de diélectriques V_c :

$$E_c = \left(\frac{2\Gamma\theta}{L\sigma(T_0)e} \right)^{\frac{1}{2}} \quad [16], \text{ et } V_c = \left(\frac{2\Gamma\theta L}{\sigma(T_0)e} \right)^{\frac{1}{2}} \quad [17]$$

avec e la base des logarithmes népériens. Ce modèle, bien que très simplifié (isotherme, échange thermique par convection, conductivité infinie), donne la forme des équations des paramètres critiques de claquage diélectrique, sachant que pour des modèles plus complexes, seul varie le facteur $\frac{2\Gamma}{e}$ change. Le dernier paramètre intéressant dans la physique du claquage diélectrique est celui du

chemin de percolation par lequel le courant de claquage passe au sein du matériau. Ce canal disruptif peut apparaître sous contraintes de champ électrique élevé (claquage électrique pur), ou être potentiellement présent dans le matériau massif, et apparaître par déséquilibre thermique. D'une manière générale, on considère que le champ critique de claquage électrique pur E_{cr} est plus élevé que le champ de claquage thermique E_c . La détermination des paramètres critiques peut se faire par identification de [14] avec une relation d'accélération thermique de type Arrhénius, de la forme :

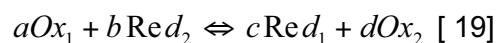
$$\sigma(T) = \sigma(T_0) e^{-\frac{E_A}{kT}} \quad [18]$$
 avec k la constante de Boltzmann. La connaissance de E_A , et de T_0 , permet de remonter à la valeur de θ , de E_c et de V_c .

Le modèle de dégradation de type C est celui lié aux contraintes de dégradation d'ordre chimique et électrochimique. Les phénomènes relatifs à ces dégradations sont les dégradations par corrosion, provoquant l'apparition de circuits ouverts, les croissances dendritiques d'espèces métalliques, amenant la formation de ponts conducteurs et donc des courts-circuits inter - pistes. Nous verrons en détail au chapitre 4 les phénomènes liés aux dégradations par effet électrochimiques.

Ces mécanismes sont déclenchés lorsque sont mises en présence 4 conditions :

- Anode et cathode conductrices
- Polarisation statique DC
- Présence d'un électrolyte permettant le transport ionique entre anode et cathode
- Connexion externe permettant d'obtenir une boucle de courant.

Ces différents mécanismes sont typiques d'une cellule électrolytique. Le principe d'une cellule électrolytique est, dans le cas de deux électrodes métalliques, une corrosion du métal de l'anode, et un dépôt sur le métal de la cathode. Les réactions électrochimiques régissant ces phénomènes de dégradation sont des réactions d'oxydoréduction entre métaux de différentes électropositivité. Une réaction d'oxydoréduction entre deux métaux peut s'écrire comme suit :



Dans le membre de gauche de cette relation, Ox_1 est l'espèce métallique oxydante, et Red_2 , l'espèce métallique réduite. L'équation régissant l'équilibre thermodynamique d'une cellule électrolytique est de la forme :

$$E = E(Ox_1)^0 - E(Re d_2)^0 - \frac{RT}{nF} \ln \left(\frac{a_{Red_1}^c \cdot a_{Ox_2}^d}{a_{Red_2}^b \cdot a_{Ox_1}^a} \right) \quad [20] \text{ (Loi de Nerst)}$$

avec E le potentiel de la cellule, c'est à dire le potentiel extérieur au système électrolytique (dans le cas d'un circuit électronique, c'est la polarisation par le circuit externe. $E(Ox_1)^0 - E(Re d_2)^0$ est la force électromotrice standard de la cellule, R la constante de gaz parfait, n le nombre d'électrons échangés pendant la réaction, F la constante de Faraday, et a_x^y les concentrations molaires respectives des différentes espèces métalliques. a est égal à 1 pour les espèces réductrices à l'état solide. Cette relation permet d'extraire, en écrivant l'équation de la maille électrolytique, le courant de corrosion (ou de formation dendritique) $i_{\text{electrolyte}}$ à polarisation constante. En utilisant un modèle élémentaire de conduction électrolytique entre deux pistes conductrices, nous pouvons écrire le courant sous la forme :

$$i_{\text{électrolyte}} = \frac{V}{\frac{\rho}{e} \cdot \frac{S}{L}}$$

caractéristiques géométriques du chemin de conduction inter - pistes :

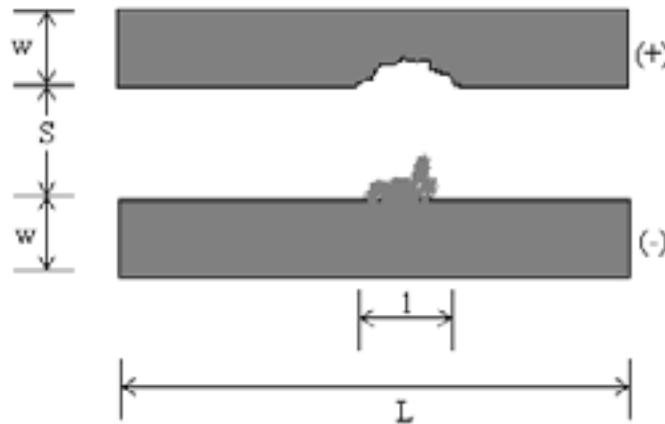


Figure n° 5 : Corrosion inter - piste.

Le transfert de charges provoque une dissolution du métal de l'anode et une accumulation métallique sur la cathode. La masse de métal accumulée au cours du temps t correspond à l'intégrale du courant électrolytique entre 0 et t. Par application de la loi de Faraday, nous pouvons écrire :

$$\frac{wlhndF}{M} = \int_0^t i_{\text{électrolytique}} dt = \frac{V \cdot t}{\frac{\rho}{H}} \quad [21]$$

avec w,l,h respectivement l'épaisseur, la largeur, la hauteur du canal de conduction du courant électrolytique. F la constante de Faraday, d la densité du métal, M sa masse atomique, et n le nombre d'électrons impliqués dans le phénomène d'électrolyse. V est le potentiel entre les deux pistes, et H l'épaisseur respective des deux pistes conductrices. Si l'on considère i constant, on peut écrire une estimation du temps τ pour lequel le déplacement de matière de l'anode provoque un circuit ouvert :

$$\tau = \frac{wlhndF}{MV} \cdot \frac{\rho}{H} = K \cdot \frac{\rho}{H} \quad [22]$$

On voit sur ce modèle prédictif du temps de vie que la constante est uniquement dépendante de la nature, et de la géométrie de la structure. La valeur de la résistivité utilisée est toutefois dépendante des paramètres thermodynamiques de la loi de Nerst [20]

Nous détaillerons dans le chapitre 4, le modèle physique permettant de déterminer la valeur de τ , en y incluant, l'expression de la variation de pression.

Les modèles de dégradation de type D sont ceux liées aux phénomènes de fissuration dues aux contraintes mécanique et thermomécanique. La compréhension de ces phénomènes passe par la physique de la rupture, et la propagation de fissuration dans les milieux. La rupture est par définition la séparation d'un matériau en une ou plusieurs parties sous l'effet d'une contrainte, à plus ou moins grande vitesse par propagation de fissures existant au préalable dans le matériau. Ce phénomène est donc fortement influencé par la présence, au sein du matériau, de micro fissures (pores, inclusions de particules, rugosités de surface), ou de macro fissures (entailles, défauts interfaciaux).

La propagation d'une fissuration peut être considérée en fonction de deux principaux critères. Le premier, est le mode géométrique de propagation, de la fissuration.

Le schéma suivant résume les trois modes simples de propagation de fissures auxquels peuvent se rapporter la plupart des cas expérimentaux [ASH 80].

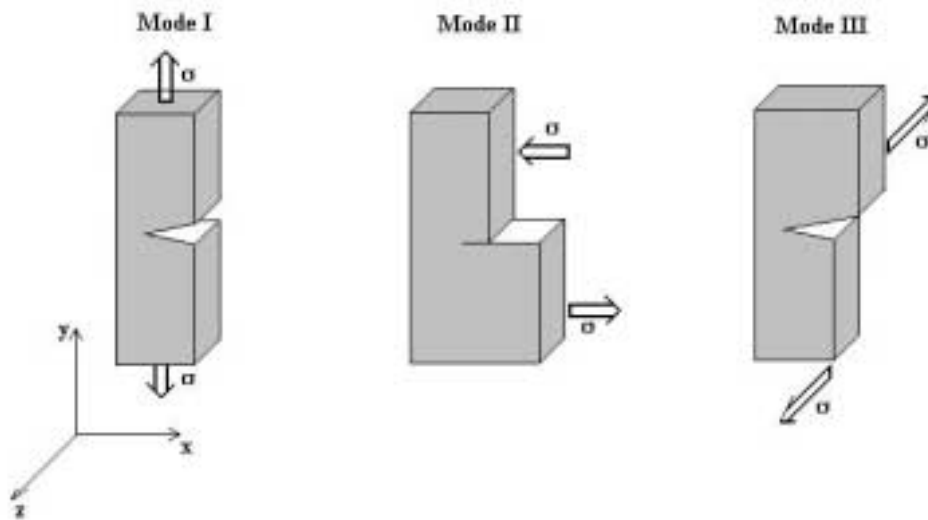


Figure n° 6 : Mode de propagation d'une fissuration

- Le Mode I est un mode d'ouverture de la fissuration par déplacement des surfaces de la fissure perpendiculairement à la direction de propagation.
- Le Mode II est un mode de cisaillement dans le plan, où le déplacement des surfaces est parallèle à la direction de propagation.
- Le Mode III est un mode de cisaillement où le déplacement des surfaces est parallèle au fond de la fissure.

L'étude des cas expérimentaux de propagation de fissuration peut s'effectuer à l'aide de l'utilisation de l'un de ces modes, ou d'une combinaison linéaire des trois. L'analyse suivante, pour des raisons de simplification des calculs, portera sur le Mode I

Le mode de rupture entraînant la propagation de la fissuration dépend de la nature intrinsèque du matériau (principalement ses limites de déformation plastique, déterminant la ductilité ou la fragilité de la rupture), ainsi que des conditions d'application de la charge (vitesse d'application de la contrainte, température).

On peut définir deux modes de rupture du matériau, un mode de rupture dit « fragile », où il y aura rupture sans déformation plastique. Et un mode de rupture ductile, où le matériau passe par une phase plastique, avant de se rompre. On peut d'ailleurs remarquer que certains matériaux peuvent se rompre de manière fragile si la vitesse d'application de la contrainte est grande, ou si la température est basse, alors qu'il auront un comportement ductile sous faible vitesse d'application de la contrainte et à haute température.

Dans le cas d'un mode de rupture fragile, la propagation peut se produire selon deux façons [ASH 80]:

Par propagation stable, par application à la pointe de la fissure du minimum de contrainte nécessaire à cette propagation.

Par propagation instable, caractérisée par une propagation brutale et catastrophique, si la contrainte locale σ_y au front de fissuration devient supérieure à une valeur critique σ_c .

Deux phénomènes interviennent simultanément lors de la propagation de la fissure : La relaxation des contraintes autour de la fissure, et la création de nouvelles surfaces de rupture. La relaxation des contraintes est un processus qui restitue de l'énergie au système, alors que la création de surfaces est

un processus qui absorbe de l'énergie. Les énergies respectives de formation de la fissure, dans l'hypothèse d'une rupture dans le domaine élastique (rupture fragile), s'écrivent sous la forme :

$$U_e = -\frac{\sigma^2 \pi l S}{2E} \text{ et } U_s = 2\gamma S \quad [23], [24]$$

U_e est l'énergie élastique libérée par la relaxation de contrainte au voisinage de la rupture, avec σ la contrainte, l la longueur de la fissure, et S la surface de l'un des flancs de la zone de fissuration, et E le module d'Young du matériau. Le signe $-$ représente une libération de l'énergie. U_s est l'énergie de création de la surface de fissuration. γ est l'énergie libre de surface du matériau.

Dans le cas d'une éprouvette représentée sur la Figure n° 7 [a], la surface de fissuration est proportionnelle à la longueur l . Le bilan énergétique résultant de la sommation de [23] et [24] montre le passage de l'énergie du système par un maximum, lorsque la longueur de la fissuration atteint une valeur critique l_c .

Si l devient supérieure à l_c , la fissuration s'accompagne d'une diminution de l'énergie du système, et la propagation s'accompagne d'une rupture catastrophique.

On peut donc sur ce constat, définir deux classes de fissures. Les fissures stables, pour lesquelles $l < l_c$, et les fissures critiques, entraînant une rupture catastrophique.

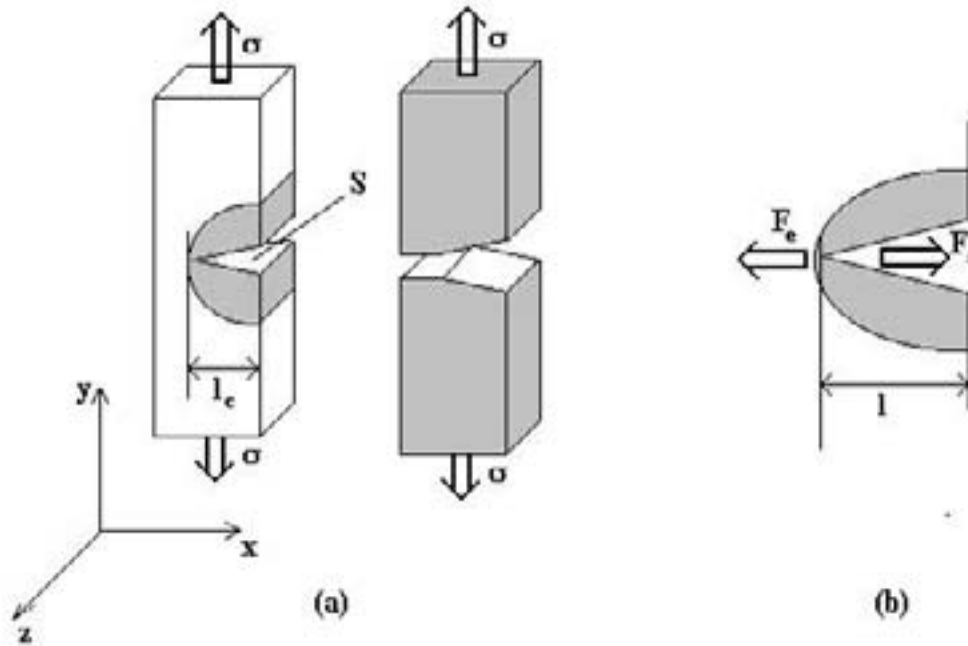


Figure n° 7 : Propagation de fissuration

Le phénomène de propagation peut alors être approché par une analyse des forces à la pointe de la fissure (Figure n° 7 b). En dérivant [23] et [24], on obtient l'expression d'une force F_e représentant la force induite par la relaxation de contrainte, et F_s , la force de freinage associée à la création de nouvelles surfaces de fissuration. On obtient :

$$F_e = \frac{\sigma^2 \pi S}{E} \text{ et } F_s = -2\gamma \frac{S}{l} \quad [25] \text{ et } [26]$$

La longueur critique intervient lorsque le bilan des forces est nul. On définit ainsi, à l'aide de [25] et [26], la longueur critique définissant la limite de longueur de fissuration pour laquelle on a un risque de propagation :

$$l_c = \frac{2\gamma E}{\pi\sigma^2} \quad [27]$$

Ce calcul correspond au cas où la fissuration démarre de la surface du matériau. Si la fissuration existante est interne, la longueur critique correspond à $2l_c$.

Dans un matériau donné, soumis à une contrainte σ , toute fissuration d'une longueur supérieure à l_c présente un risque potentiel de rupture.

Une autre manière d'aborder le problème est de considérer la contrainte maximale admissible par un matériau possédant des fissurations intrinsèques de longueur l .

L'équation [27] nous permet de trouver la valeur de la contrainte critique à ne pas dépasser, pour laquelle une fissure superficielle de longueur l ou une fissure interne de longueur $2l$ va se propager :

$$\sigma_c = \sqrt{\frac{2\gamma E}{\pi l}} \quad [28]$$

Le concept de contrainte critique pour des matériaux à comportement fragile, peut être généralisé en considérant l'énergie libérée par relaxation de contrainte, par unité de surface de fissure formée. Ce taux de relaxation de contraintes est alors de la forme :

$$G = \frac{\sigma^2 \pi l}{E} \quad [29]$$

La contrainte critique devient alors :

$$\sigma_c = \sqrt{\frac{G_c E}{\pi l}} \quad [30], \text{ ou } G_c \text{ ne correspond plus à la tension superficielle du matériau,}$$

mais tient compte de toutes les énergies dissipées pendant la propagation de la fissure.

Ce paramètre G_c , aussi appelé énergie de propagation de rupture, est un paramètre caractéristique du matériau. L'équation [28] se réécrit alors :

$$\sigma_c \sqrt{\pi l} = \sqrt{E G_c} \quad [31]$$

On remarque que le terme de gauche ne dépend que des contraintes appliquées, et celui de droite dépend des caractéristiques du matériau.

On peut ainsi définir deux grandeurs fondamentales en physique de la rupture :

$$\text{Le facteur d'intensité de contrainte : } K = \sigma \sqrt{\pi l} \quad [32]$$

K est la grandeur caractéristique de l'application de la contrainte à la pointe de la fissure. Il est vraisemblable de considérer que l'application de la contrainte de pression influencera ce terme, comme nous le verrons au chapitre IV.

En utilisant l'équation [31], nous pouvons définir la deuxième grandeur caractéristique de la rupture :

$$K_c = \sqrt{E G_c} \quad [33]$$

K_c est le facteur d'intensité de contrainte critique au-delà duquel la fissure va se propager.

Il est à noter que le calcul précédent, établi dans le cas d'un mode de propagation de type I, peut être généralisé aux trois modes de propagation, vus précédemment. On définit ainsi les facteurs d'intensité de contraintes K_I , K_{II} , K_{III} et les facteurs d'intensité de contraintes critiques, K_{Ic} , K_{IIc} , K_{IIIc} , limites au-delà desquelles la fissuration se propage.

Les paramètres caractérisant quelques matériaux en terme de résistance à la propagation de fissures (à ne pas confondre avec la résistance à la rupture R_m) sont présentés sur le tableau suivant :

Matériaux	G _c (kJ m ⁻²)	K _c (MNm ^{-3/2})	R _m (Mpa)
Verre	0,01	0,7 à 0,8	30 à 90
Fibre de verre	0,01	0,7	300
Alumine	0,02	3 à 5	10000
Magnésie	0,04	3	5000
SiC	0,05	3	3000
Polyester, Epoxy	0,1	0,3 à 0,5	50 à 90
Polyamide	2 à 4	3	100
Polyéthylène	6 à 7	1 à 2	10 à 40
Polystyrène	2	2	35 à 80
Acier	100	140	400
Acier inoxydable	10 à 100	50 à 150	1000
Cuivre, Aluminium pur	100 à 1000	à 100 à 350	200 à 400

Tableau 3 : Paramètres caractéristiques de rupture de quelques matériaux

Nous avons vu que dans le cas d'une rupture fragile, l'énergie de propagation G correspond au double de l'énergie de surface de fissuration. Le modèle énoncé par Griffith reste valable dans le cas d'une rupture ductile si l'on considère que le terme G_c est augmenté par rapport à l'énergie de surface, de quantités correspondant à d'autres phénomènes de dissipation d'énergie dans le processus de fissuration. La ductilité d'un matériau apparaît à cause de phénomènes de dislocations des liaisons inter-atomiques (cas des aciers et de la plupart des métaux), ou par apparition de micro-fissures. Localement, le matériau se retrouve dans un état de déformation plastique entraînant une diminution du facteur de concentration de contraintes. Cette zone de déformation plastique, apparaît à la pointe de la fissuration. La ductilité entraîne une résistance à la propagation de contrainte plus importante que dans le cas des matériaux à comportement fragile, mais ce en régime transitoire.

Le dernier mode de propagation de fissuration, dérivant des modes étudiés précédemment, est la propagation par « Fatigue » du matériau. Nous avons déjà vu que la propagation pouvait se faire soit de manière catastrophique si $K > K_c$, ou de manière stable si $K < K_c$. Ce phénomène apparaît principalement au cours de sollicitations mécaniques ou thermomécaniques cycliques. Les déformations plastiques accumulées au cours des cycles de charge finissent par favoriser la progression stable de la fissuration. On parle alors de rupture par fatigue. La vitesse de propagation d'une fissure se définit par le rapport de la variation de longueur de la fissure à la variation du nombre de cycle de sollicitation :

$$\frac{dl}{dN} = A \Delta K^m \quad [34] \quad \text{Modèle de Paris-Erdogan}$$

l est la longueur de fissuration initiale, N le nombre de cycles, A et m sont des constantes propres au matériau, et ΔK est la variation du facteur d'intensité de contrainte au cours d'un cycle.

$$\Delta K = \Delta \sigma \sqrt{\pi l} \quad [35]$$

La rupture ductile est très influencée par les modifications locales de la microstructure, la valeur et la fréquence de la charge moyenne, la corrosion (dans le cas des matériaux oxydables) et la température jouent un rôle prépondérant sur la propagation de fissures.

De nombreux auteurs ont établi des modèles liant la fatigue thermique au nombre de cycles de charge avant la défaillance. L'équation la plus répandue pour estimer le nombre de cycles avant défaillance est la loi de Coffin-Manson en condition isotherme et contraintes de faible amplitude :

$$N_f = C \Delta \varepsilon_p^{-n} \quad [36] \text{ ou } C \text{ et } n \text{ sont des constantes du matériau,}$$

et $\Delta \varepsilon_p$ la variation de déformation plastique au cours du cycle (soit la déformation plastique accumulée). Ce modèle, bien que très employé notamment dans les études du comportement des brasages de composant, est insuffisant dans la gamme des hautes températures (lorsque les alliages de brasage atteignent des températures supérieures à 0.5 fois leur température de fusion [TUM]).

Le modèle prédictif le plus complet est celui énoncé par Yokobori [TUM] et faisant intervenir la fréquence de cycle, et la température maximum atteinte au cours de ce dernier :

$$\frac{dl}{dN} = K(AI + B)(\Delta \varepsilon_{eq\max})^n f^{-\frac{1}{m}} \exp\left(-\frac{Q}{kT_{\max}}\right) \quad [37]$$

A est une constante de propagation de la fissure dans le matériau, B une constante d'initiation de fissuration, K et m des constantes propres au matériaux, k la constante de Boltzmann, Q une énergie d'activation, T_{max} la température maximum atteinte au cours du cycle, et $\Delta \varepsilon_{eq\max}$ la déformation équivalente maximum du matériau au cours des cycles.

Par intégration de [37] entre l_0 , la longueur initiale de fissuration et l_f la longueur de fissure à la rupture, on obtient le nombre de cycles à la défaillance :

$$N_f = \frac{1}{KA} \ln\left(\frac{Al_f + B}{Al_0 + B}\right) (\Delta \varepsilon_{eq\max})^n f^{-\frac{1}{m}} \exp\left(-\frac{Q}{kT_{\max}}\right) \quad [38]$$

D'autres auteurs [ASH 80], basant leurs raisonnements sur les mêmes considérations théoriques ont amené l'élaboration d'un facteur d'accélération de défaillance dépendant de la fréquence d'application des contraintes sur la fissuration. L'expression suivante, couramment utilisée dans l'industrie, permet d'estimer l'augmentation de la vitesse de propagation de fissuration en tenant compte du rapport de la fréquence de cyclage courante, par rapport à une fréquence de cyclage de test, pour les mêmes conditions environnementales :

$$FA \approx \left(\frac{\Delta T_{use}}{\Delta T_{stress}}\right)^n \left(\frac{f_{use}}{f_{stress}}\right)^m \exp\left(\frac{E_a}{k} \left(\frac{1}{T_{\max,use}} - \frac{1}{T_{\max,stress}}\right)\right) \quad [39]$$

avec n l'exposant vu précédemment dans le modèles de Coffin-Mansion [36], f la fréquence de cycle, E_a l'énergie d'activation du phénomène de dégradation, k la constante de Boltzmann, et T_{max} la température maximale atteinte au cours du cycle. Cette approche, basée sur des constats expérimentaux, utilise un exposant m sur le terme de fréquence, dont la valeur dépend de la technologie d'assemblage étudiée. Selon les études menées par IBM [TUM], la valeur la plus pessimiste attribuée a cet exposant est de 1/3.

Cette expression peut notamment être utilisée dans la mise en œuvre de tests accélérés de qualification de produits destinés à l'évaluation de la fiabilité d'assemblages fonctionnant en environnements sévères.

Le mode de dégradation de type E est très proche de la dégradation de type D, puisqu'il s'agit d'une propagation de fissuration aux interfaces d'un assemblage constitué de matériaux différents. On ne parlera plus alors de fissuration, mais de délaminations aux interfaces. La nature des matériaux mis en présence, en particulier les différences de coefficients de dilatation thermique dans les assemblages multicouches, entraîne l'apparition de champs de contraintes. Le coefficient de dilatation thermique α d'un matériau (TCE : Thermal coefficient of expansion), est défini comme la variation de longueur d'un matériau en fonction de la température, suivant l'expression :

$$\frac{\Delta l}{l} = \alpha \cdot \Delta T \quad [40]$$

Dans les assemblages en électronique, l'association de matériaux de nature différentes, entraîne, notamment au cours du processus de report ; la formation de délaminations aux interfaces. Comme nous pouvons le voir sur le schéma suivant, une augmentation de température sur un assemblage multi-couche constitué d'un matériau M1 de coefficient de dilatation α_1 , et un matériau M2 de coefficient de dilatation α_2 , avec $\alpha_1 > \alpha_2$ liés par une fine épaisseur d'adhésif, entraîne un cintrage de la structure, et une augmentation des valeurs du champ de contraintes localisées aux extrémités de la structure :

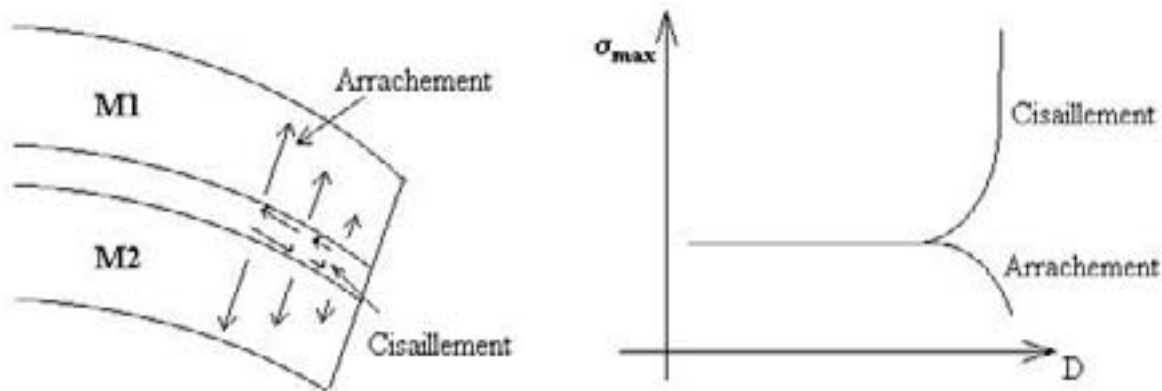


Figure n° 8 : Localisation des contraintes dans une structure multicouche

On constate notamment que les contraintes de cisaillement augmentent avec la distance au centre de la structure. De nombreux auteurs ont étudié le champ de contraintes sur des structures multicouche [CHI 94]. La progression des délaminations peut être abordée, connaissant la répartition de ces contraintes, par la même approche que celle envisagée pour le mode de défaillance D. L'application directe de ce mode de dégradation des assemblages en microélectronique prend tout son sens dans le cas d'un boîtier plastique, où les modes de dégradation par propagation d'une délamination, qu'elle soit intrinsèque (délamination puces/lead-frame ou encapsulant/lead-frame), ou extrinsèque (naissance de voids, obéissent aux modèles de fissuration vus plus haut.

En utilisant une approche analytique, on démontre [CHI 94] que les délaminations prennent naissance aux extrémités des interfaces (effet de bord), et progressent dans le sens décroissant du gradient des contraintes de cisaillement, si ces contraintes dépassent la valeur $\sigma_{critique}$ [30] et [31] (fissuration mode II), Il y a donc perte d'adhésion entre les deux matériaux. Une conséquence de la présence d'une délamination est l'apparition de fissures dans le composant de moulage et dans le silicium.

La photo suivante (Figure n° 9), représente une image acoustique d'un boîtier observé par sa face inférieure. Les zones rouges représentent les zones de délamination, c'est-à-dire les zones où il n'y a plus d'adhérence entre la résine et le lead frame.



Figure n° 9 : Observation d'une délamination de l'interface résine-plaque de report du circuit, par microscopie acoustique.

Ces délaminations seront d'autant plus importantes que la puce est grande. Le modèle simple suivant indique le nombre N_f de cycles thermiques que la puce peut subir avant d'être défaillante en fonction de l'amplitude des cycles thermiques :

$$N_f = K_T \cdot \sigma_{\text{critique}} \cdot (2d / (L \cdot \Delta\alpha \cdot \Delta T)) \quad [41]$$

ou l'on retrouve : K_T : constante dépendante des conditions de tests,
 d : épaisseur du matériau de report sous la puce,
 $\Delta\alpha$: différence de coefficient de dilatation entre le substrat et la puce,
 σ_{critique} : contrainte critique de cisaillement avant défaillance.

Le dernier mode de dégradation est le mode de dégradation F, que nous ne détaillerons pas dans ce mémoire, dans la mesure où ce mode de dégradation n'a pas été observé dans le cadre expérimental de notre étude. Ce type de dégradation, provoquant principalement des circuits ouverts par migration des ions métalliques sous l'effet de forts courants d'injection, est un phénomène principalement activé par la température, et pour lequel les mécanismes peuvent être approchés par des équations déjà abordées au cours du mode de dégradation du type loi d'Arrhenius [30].

2 Comportement électrique des composants actifs et passifs sous contraintes de température

Les composants actifs et passifs sont les deux éléments prépondérants dans les circuits électroniques. Nous présenterons tout d'abord une étude sur les « actifs » puis sur les passifs

2.1.1 Les composants actifs

La première limitation fondamentale du comportement des composants actifs, est liée au taux de génération recombinaison activé thermiquement

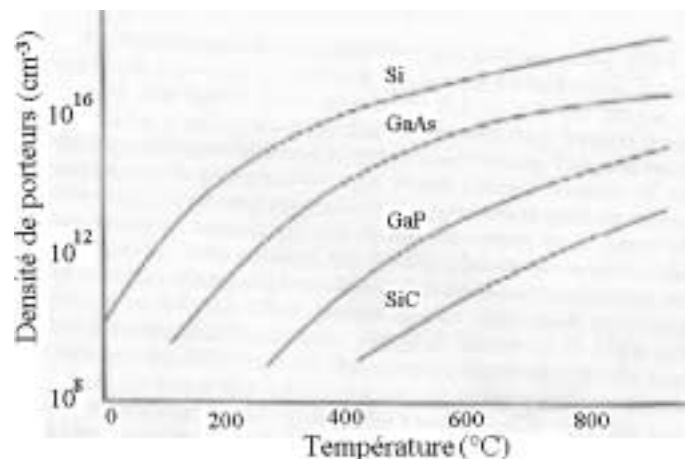


Figure 10 : Nombre de porteurs intrinsèques en fonction de la température

Ce phénomène de génération de porteurs intrinsèques par effet thermique obéit à une loi [TUM] de la forme :

$$n_i = (N_c * N_v)^{0.5} \left(\frac{-E_g}{2kT} \right) \quad [42]$$

avec T la température, k la constante de Boltzmann, N_c , N_v et E_g les constantes liées à la jonction considérée.

Ce phénomène diminue la hauteur de barrière des jonctions P-N. Pour les technologies bipolaires, ce phénomène implique une augmentation des courants de fuite sur une jonction polarisée en inverse et dégrade le gain des transistors. Le courant de fuite est une fonction de n_i et de n_i^2 . Il est modifié de 8% par K sur une jonction PN polarisée en inverse. Entre 0°C et 300°C, il est multiplié par un facteur $2 \cdot 10^{E6}$.

La mobilité des porteurs varie selon une loi en $T^{-\frac{3}{2}}$. Cette mobilité est donc dégradée lorsque la température augmente. Ce phénomène entraîne une chute du gain des transistors bipolaires.

Pour les technologies de transistors à effet de champ, la température provoque un décalage des tensions de seuil (V_t) d'environ 3mV/K pour la plupart des technologies, ce taux pouvant être de plus de 10mV/K dans le cas de certains transistors n-MOSFET. Un effet supplémentaire est l'augmentation du courant de fuite drain-source (Figure 11).

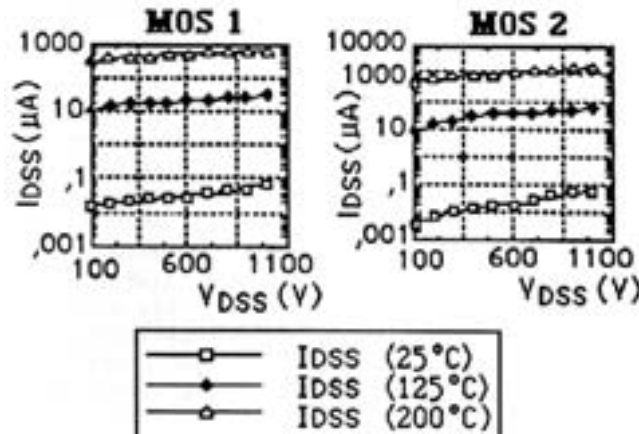


Figure 11 : augmentation du courant de fuite I_{DSS} avec la température

Une augmentation de la température peut provoquer des phénomènes de "latch-up" pour des températures supérieures à 150°C. Pour cette gamme de température, il apparaît que les transistors FET voient leur transconductance hors régime de saturation chuter, ce qui réduit les performances (plus particulièrement le gain) des circuits analogiques, et diminue les performances de vitesse des circuits numériques[CHI 94].

D'une manière générale, les composants à technologie silicium fonctionnent correctement pour des températures inférieures à 200°C (exception faite des technologies SOI), pour peu que certaines précautions soient prises. La limite de température de fonctionnement haute peut être repoussée à 300°C à condition d'utiliser en technologie bipolaire avec des prises de contacts d'isolations électriques permettant de bloquer les jonctions PN, et de ne pas se contenter d'une isolation des jonctions par implantation.

Pour des technologies de type FET, les modifications de Design du composant nécessaires au fonctionnement en haute température incluent une modification des structures de grille. Modifier la longueur de grille permet d'améliorer la transconductance. Un certain nombre d'autres règles de conception consiste à augmenter les espaces entre transistors, aligner les transistors source à source, et utiliser des structures de garde. La dernière approche consistant à compenser les effets de modification du comportement intrinsèque des composants est d'optimiser la conception des circuits autour d'une architecture spécifique à la haute température. Cette remarque, valable autant pour l'utilisation de circuits discrets que dans le cadre de la conception d'Asics, peut-être illustrée par la conception de sources de courant ou de tension indépendantes de la température. Dans le cas, par exemple, d'une source de tension (« BandGap » Figure 12), l'expression de la tension de sortie de la source est de la forme :

$$V_{out} = V_{go} + V_t(\gamma - \alpha)(1 + \ln \frac{T}{T_0}) \quad [43]$$

ou V_{out} est la tension de sortie, V_{go} est la tension de « bandgap » du silicium extrapolée au zéro absolu, V_t , est la tension de jonction, γ est constante dépendant directement des propriétés des composants du montage, α est une constante dépendant du circuit lui-même, et T_0 est une température dite de référence caractérisant la stabilité en température de fonctionnement du circuit (le choix de T_0 détermine le point pour lequel $\frac{\partial V_{out}}{\partial T} = 0$) et calculée en fonction, à la fois des paramètres du circuit, et des paramètres des composants.

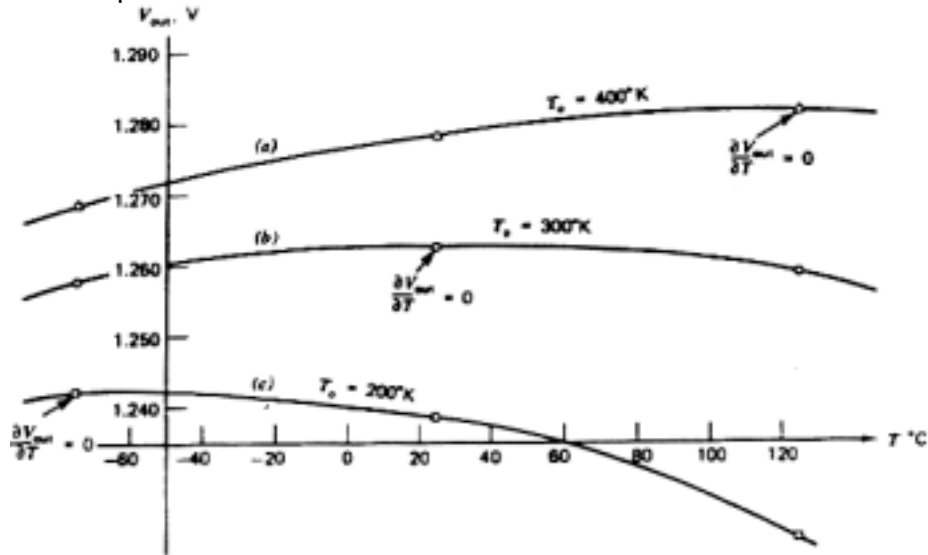


Figure 12 : Variation d'un générateur de tension de référence de type « BandGap » avec la température.

L'optimisation de fonctionnement en haute température se fera donc autant sur les composants seuls, que sur la conception du circuit complet.

2.1.2 Les composants passifs

Le comportement des composants passifs sous contrainte de température dépend du type de composant considéré, ainsi que des technologies de fabrication. Les trois principales classes de composants passifs employées dans des applications électroniques courantes sont les condensateurs, les résistances et les inductances.

Nous n'explicitons pas ici le comportement des inductances, pour lesquelles les applications trop spécifiques (circuits radio - fréquence), ne rentrent pas dans le cadre de notre étude. Les variations de propriétés électriques de ces inductances avec la température dépendent pour une grande partie des variations des propriétés magnétiques (μ la susceptibilité magnétique) des matériaux utilisés au sein des bobinages.

Les condensateurs peuvent être distingués selon leur technologie de fabrication. Les électrolytiques, pour lesquels les caractéristiques en température sont relativement moyennes (température d'utilisation maximale de 110°C) et dont le facteur de forme interdit l'utilisation dans des applications à forte intégration.

Les condensateurs céramique, très largement employés dans des applications à forte intégration au niveau I d'interconnexion, sont constitués d'empilement successifs de couches conductrices et diélectriques, interdigitées, et dont le diélectrique employé conditionne les valeurs capacitives.

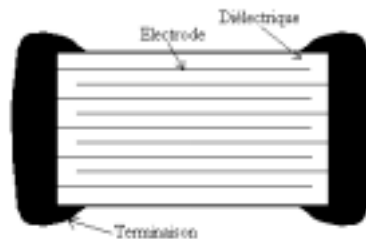


Figure n° 13 : Structure d'un condensateur MLCC (Multi - layered Ceramic Capacitor)

Les céramiques d'emploi courant ont des permittivités diélectriques relatives comprises entre 5 et 10, mais celles, de constitutions plus complexes employées dans la fabrication des condensateurs ont des valeurs comprises généralement entre 75 et 30000. Les différentes céramiques utilisées, ainsi que les géométries résultantes des grains diélectriques conditionnent la stabilité en température. Les industriels ont classé les différents matériaux diélectriques selon une norme établie par l'association des industries électroniques (E.I.A), découlant de la dépendance des propriétés diélectriques à la température :

- **NPO** : La permittivité relative à un module supérieur à 75, et varie de moins de 30 ppm/°C sur une plage de température de - 55°C à +125°C
- **X7R** : La permittivité varie de 1000 à 4000, et ne varie pas de plus de ±15% sur la plage de température de - 55°C à +125°C
- **Z5U** : La permittivité est située dans une plage de 5000 à 8000, avec des variations de 22 à 82% sur une plage de température de 10 à 85°C
- **Y5V** : La permittivité est située dans une plage de 10000 à 50000, avec des variations de 22 à 82% sur une plage de température de -30 à +85°C

La dépendance des propriétés diélectriques des céramiques employées dans les condensateurs MLCC, est une fonction, à la fois de la composition de la céramique, mais aussi de la structure cristalline, et de la répartition géométrique de cette dernière. Par définition, la température de Curie T_c définissant la disparition des phénomènes de ferroélectricité, et de piézoélectricité, est un paramètre permettant de définir la stabilité de la structure cristalline (Figure 14) de la céramique utilisée dans les condensateurs. Au dessous de cette température, le réseau cristallin définissant la structure de la céramique est polarisé. Si l'on prend l'exemple du titanate de baryum, dont la structure est cubique au dessus de la température de Curie, et dont le barycentre de charge est contenu dans l'atome de titane central, la polarisation rémanente possible prend des formes différentes en fonction de la température.

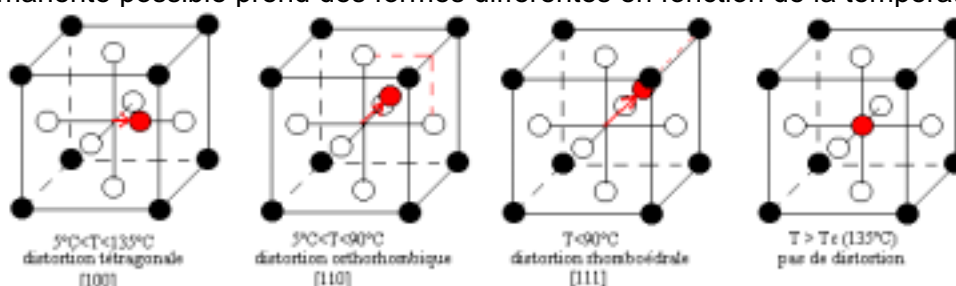


Figure 14 : Distorsion du réseau cristallin d'une maille de $BaTiO_3$ avec le température

La permittivité du matériau diélectrique est à la fois dépendante de la polarisation par maille, mais aussi de la structure des domaines au sein desquels existe cette polarisation. Les domaines de polarisation s'étendent sous forme de grains, pour lesquels la taille détermine la réponse à une sollicitation par un champ électrique, et donc la permittivité relative de milieu. Plus la taille des grains est importante, et plus élevée sera la permittivité. Ce phénomène est intéressant pour réduire le facteur de forme du condensateur (augmentation de la valeur ou réduction du volume de la capacité), mais ce, bien souvent au détriment de la stabilité en température. L'exemple précité du $BaTiO_3$ illustre parfaitement, pour deux tailles de grain différentes (Figure 15), la stabilité thermique de la constante diélectrique.

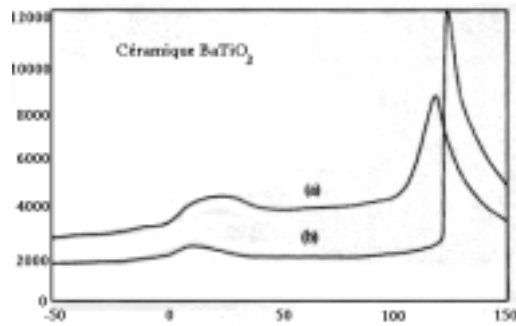


Figure 15: Evolution de la permittivité relative des céramiques avec la température pour deux tailles de grains différentes. (a) grains de 1µm (b) grains de 50µm

L'émergence d'une nouvelle classe de matériaux diélectriques tels les relaxeurs ferroélectriques, basés sur les oxydes de plomb (PbO), offre plusieurs avantages sur les condensateurs à base de BaTiO₃. La permittivité peut atteindre des valeurs très importantes (>15000), la stabilité en température est meilleure. Mais l'un des inconvénients majeurs de cette technologie reste la stabilité en fréquence, et le niveau de pertes diélectriques très élevé. Pour les MLCC, nous pouvons distinguer deux phénomènes prépondérants dans la stabilité du composant en température. La composition de la céramique (et sa maille cristalline) déterminent la polarisation, et donc le niveau de pertes électriques, ainsi que la stabilité en température, et la taille des grains, déterminant la stabilité en température, mais aussi la valeur de la norme de la permittivité relative. Les condensateurs de la gamme des NPO seront généralement utilisés pour des applications nécessitant de faibles valeurs, mais une grande stabilité en fréquence et en température, les X7R seront préférables pour des valeurs de condensateurs plus importantes, mais la stabilité thermique restera moins bonne. Les Z5U et Y5V sont intéressants pour des applications proches de la température ambiante. On peut citer à titre d'exemple, des technologies de condensateurs "exotiques", dont la mise en application nécessite un surcoût, mais dont les performances sont bonnes jusqu'à des valeurs de température très élevées. Les capacités à base de diélectriques en mica peuvent être utilisées jusqu'à des températures de 260°C. Des condensateurs au teflon ont été testés avec succès jusqu'à 200°C. Des tests ont aussi été menés avec succès sur des structures capacitatives dont le diélectrique était en carbure de silicium (SiC) [CAL 96].

Les résistances peuvent être caractérisées selon quatre classes technologiques, dépendant en premier lieu, de la précision requise pour l'application, mais aussi du coefficient de température, dont la

$$\text{forme est : } CTR = \frac{\Delta R}{R \cdot \Delta T} \quad [44]$$

Ce coefficient de température, dépendant de la plage de température de travail [TUM], exprime la dérive de la valeur de résistance en fonction de variations environnementales.

- Les résistances bobinées, dont l'application première est l'utilisation en circuits de puissance. Ces résistances, pour lesquelles la tolérance de valeur est donnée à ± 5%, sont couramment utilisées dans des applications à fort courant, et dont la température de fonctionnement peut monter jusqu'à 200°C. Le CTR de ce type de résistance est généralement compris entre 25 et 100 ppm/°C. Certaines résistances bobinées sont données à 0.1% pour des applications à faible puissance, faible bruit. Leur handicap principal reste l'encombrement important, et des effets inductifs néfastes aux applications haute fréquence.
- Les résistances à couches de carbone, très utilisées en câblages discrets, ont des tolérances de valeur de l'ordre de 1% à 5%, et des coefficients de température très élevés. Le CTR pour ce type de composant est compris entre -100 et -850 ppm/°C
- Les résistances couches épaisses, issues des technologies de circuits hybrides, ont des tolérances comprises entre 0.1 et 5%. La technologie hybride couche épaisse permet

d'ajuster ces résistances de manière très fine, ce qui permet d'obtenir des composants de grande précision. Les coefficients de température sont beaucoup plus bas que pour les technologies précédemment citées. Ils sont couramment de l'ordre de 10 à 100ppm/°C

- Les résistances à couches minces, métalliques généralement employées pour des applications haute précision (tolérance à 0.1%), dont les gammes de température d'utilisation sont très élevées. Les CTR de ce type de résistance sont particulièrement adaptées aux températures élevées (typiquement < 50 ppm/°C)

Les résistances à couches épaisses ont une constitution issue des techniques de fabrication des résistances hybrides couches épaisses, par sérigraphie d'encre résistive. Cette technique permet d'obtenir des résistances de grande précision car elles sont ajustées en cours de fabrication. Les règles d'implantation dépendent d'un paramètre surfacique, sachant que la résistivité ρ de l'encre est connue. Une résistance de longueur L , de largeur l , et d'épaisseur e est donnée par l'expression :

$$R = \rho \frac{L}{e.l} \quad [45] \text{ soit en exprimant la résistance par carré } R_c = \frac{\rho}{e}, \quad R = R_c \frac{L}{l} \quad [46]$$

La résistance ne dépend plus que des paramètres surfaciques de la sérigraphie et l'ajustement précis de la valeur de la résistance se fait par réduction de la largeur équivalente de la résistance. Pour des encres sérigraphiées standard, l'épaisseur typique de dépôt est de l'ordre de 15 μ m (Figure 16).

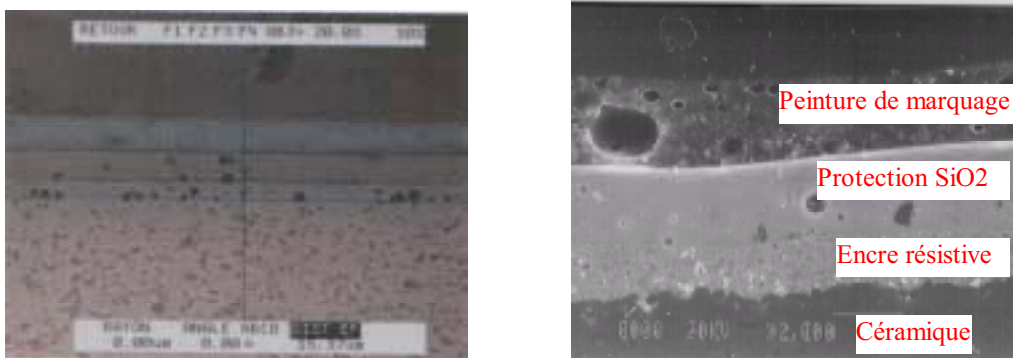


Figure 16 : Micro - section d'une résistance sérigraphiée en couche épaisse

Le comportement en température de ces résistances est directement dépendant des propriétés conductrices des encres. Les encres sont constituées d'une structure de grains conducteurs, insérés dans une matrice isolante. Les matériaux généralement employés sont des oxydes de Ruthénium dans une matrice de verre de silicium, ou des combinaisons de carbone - polymères. Le taux de remplissage de la matrice isolante, ainsi que la taille de grains (0.04 à 0.4 μ m pour le RuO₂) déterminent la résistivité de l'encre. Nous détaillerons les mécanismes de conduction au chapitre III de l'étude. Ces mécanismes de conduction font varier la pente du CTR avec la température. Le CTR est négatif pour les basses températures, et devient positif au dessus de la température ambiante. Ce CTR reste dans la plupart des cas, inférieur à 100 ppm/°C.

Les résistances à couches minces métalliques en technologie CMS, sont elles aussi issues de technologies de dépôt de couches métalliques sur des substrats. Ces couches, en alliages métalliques (NiCr, TaN) ont généralement des épaisseurs inférieures au micron. Les propriétés de conduction électriques de ces alliages leur confèrent une stabilité thermique très importante (l'expression de la conduction dans les alliages di - métalliques dépendant à la fois de la conduction intrinsèque aux grains, et de la conduction inter - grains. [OUS 89]. Les couches d'alliages sont déposées sur des substrats dont les propriétés mécaniques influencent fortement le comportement de la couche mince. En réutilisant la relation [45] et en écrivant la variation relative de résistance en fonction d'une contrainte, on peut écrire :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta e}{e} - \frac{\Delta l}{l} \quad [47]$$

Les variations de dimensions géométriques de la couche mince d'alliage sont freinées par le comportement thermomécanique du substrat. Les variations des valeurs de résistances sont alors, comme dans le cas des résistances couches épaisses dépendantes de $\frac{\Delta \rho}{\rho}$. L'utilisation d'un métal pur

n'est pas recommandée dans la mesure ou l'expression de la conduction d'un métal pur montre une forte dépendance à une large variation de la température :

$$\rho = \rho_0(1 + \alpha \cdot \Delta T) \quad [48]$$

avec ρ_0 la résistivité à la température de référence, et α une

constante dont la valeur avoisine les 4000 ppm/°C pour la plupart des métaux purs.

L'utilisation d'un alliage permet à la fois en choisissant judicieusement les métaux, d'obtenir une conduction dans les phases (grains) métalliques, dont la valeur du paramètre α est peu importante, et d'ajouter à l'expression de la résistivité un terme de conduction par grains.

La dégradation du comportement des composants électroniques sous contraintes ne se borne pas aux effets de l'augmentation de la température, même si ce dernier facteur influence les fonctions électriques dans des proportions non négligeables. Un certain nombre de phénomènes physiques liés aux conditions environnementales peut activer la dégradation des performances d'un composant passif ou actif. Nous pouvons résumer ces effets sur le tableau suivant :

Phénomène environnemental	Effet mis en œuvre	Matériau	Composant
Température	Thermoélectricité, Résistivité	Pt, Ni, Cu, NiCr, NiSi, CrAl, Al, Semi-conducteurs	Métallisations de contact, Résistances (implantées ou externes), composants actifs
Flux de rayonnement	Résistivité, Pyroélectricité, Effet photovoltaïque, Effet Photoélectromagnétique, ionisation	Si, GaAs, Systèmes Métal/SC, ou Métal oxydes SC	Composants Optoélectroniques, Composants actifs
Radioactivité	Résistivité, Photo-émission, Ionisation	Si, GaAs, Systèmes Métal/SC, ou Métal oxydes SC	Composants MOS, FET, bipolaires, III-V
Déformation, application d'une force	Résistivité	Alliages Ni, RuO ₂ , Quartz, SC	Composants actifs, Résistances, Quartz
Vitesse, déplacement, accélération	Induction électromagnétique, Effet piézo-électrique, impédance capacitive ou inductive	Ferrites, Quartz, SC	
Pression	Résistivité, Piézo-résistivité	Semi-conducteurs, Quartz, BaTiO₃	Composants actifs et passifs
Mouvements ioniques	Réactions électrochimiques, Galvanométrie	conducteurs ioniques	Diélectriques de condensateurs, Batteries
Humidité	Résistivité, Effet diélectrique	Alumines, Polymères	Condensateurs

Tableau 4 : Phénomènes physiques mis en œuvre par les conditions environnementales

Pour ce qui est du comportement des composants actifs, nous pouvons noter, outre la température, que des modifications des caractéristiques électriques peuvent intervenir lors de conditions d'utilisation sous contraintes diverses. On peut citer par exemple la modification du taux de génération recombinaison de porteurs par un apport d'énergie externe (flux de rayonnement), la dégradation voire la destruction d'un composant par ionisation de certaines zones critiques de composants (grilles de transistors MOS), sous l'effet d'un rayonnement radioactif. Les contraintes d'ordre mécanique (force, pression, accélération) peuvent générer des modifications des valeurs de composants implantés sur silicium par effet piézorésistifs [TUM]. La modification des propriétés diélectriques est notable sous contraintes environnementales pour un grand nombre de facteur (humidité, électrochimie, contraintes mécaniques).

Les domaines d'application cités dans les paragraphes précédents ont conduit à orienter notre étude sur les variations comportementales des composants sous contrainte combinée de température et de pression.

L'effet de la contrainte de pression appliquée aux circuits et assemblages électroniques a été peu explicitée dans la littérature. Les mesures et modèles présentés dans ce rapport peuvent être mises en relation avec le comportement des éléments constitutifs du circuit indépendamment les uns des autres. C'est pourquoi nous avons mené, parallèlement à l'étude du comportement d'un système complet, une caractérisation électrique de divers composants impliqués dans notre application

2.2 Comportement physique des assemblages

2.2.1 Les câblages et les « Die attach »

Le comportement de l'assemblage constitue le point le plus critique de la fiabilité d'un système sous contraintes environnementales sévères. Les différents éléments d'un assemblage concernés par les phénomènes de dégradation en température peuvent être regroupés en fonction du niveau d'interconnexion considéré. Nous avons vu précédemment la hiérarchisation des niveaux d'interconnexion. Le premier niveau d'interconnexion regroupe les parties de l'assemblage assurant la connexion de la puce avec le milieu environnant. Les éléments d'assemblages les plus concernés par la contraintes de température sont les câblages en "wirebondings", la liaison Puce - substrat, et les encapsulants de composants plastiques.

L'une des technologies de câblage de puce consiste en l'utilisation de fils d'or, soudés sur plots d'aluminium. Il apparaît dès 75°C des formations intermétalliques diminuant la tenue mécanique de ce type de câblage. Deux types d'alliages intermétalliques apparaissent aux interfaces Or - Aluminium. Le premier est un alliages $AuAl_2$, aussi connu sous le nom de « peste pourpre », et le deuxième est un alliage Au_5Al_2 , connu lui sous le nom de « peste blanche » [MCC 96]. La présence de ces intermétalliques a pour effet direct de réduire l'intégrité mécanique du câblage, et par la même, de rendre le circuit beaucoup plus sensible aux contraintes mécaniques de toute nature (vibration, chocs). Mais le phénomène de dégradation le plus critique, aussi connu sous le nom d'effet " Kirkendall ", intervient de manière prépondérante aux environs de 125°C. Au dessus de ces températures, la vitesse de diffusion de l'aluminium dans l'or est accélérée, provoquant localement l'apparition de " vides " aux interfaces bonding - plots. La surface de câblage se voit alors réduite, provoquant des dégradations catastrophiques des caractéristiques mécaniques du câblage (Figure 17).

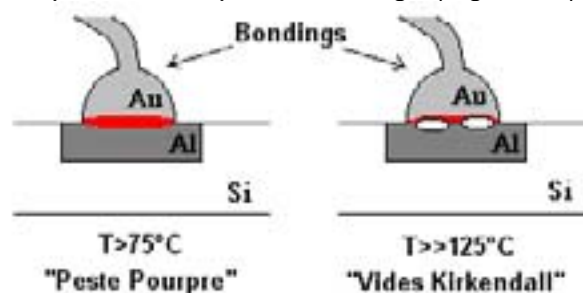


Figure 17 : Dégradation des bondings en température

L'utilisation des câblages or - aluminium pour des températures supérieures à 175°C n'est pas recommandée. Le potentiel galvanique des différentes espèces métalliques intervient aussi dans les phénomènes de corrosion, accélérant la dégradation des câblages de puces si ces dernières sont soumises à des environnements corrosifs.

La solution idéale reste le câblage par fils de nature identique au plots (Al sur Al ou Or sur Or). Les problèmes cités précédemment disparaissent et les caractéristiques mécaniques varient peu jusqu'à des températures supérieures à 300°C.

La liaison puce - substrat, communément appelée " Die Attach ", est basée actuellement sur deux techniques. La première est un mode de report par brasage à l'aide d'un alliage étain - plomb. Cette technique peu coûteuse et parfaitement maîtrisée, permet d'obtenir des taux de contraintes induites sur la puce extrêmement faible. En effet, leur faible module d'Young, et leur ductilité amortissent généralement les effets de contraintes dues au report. (voir plus loin). L'inconvénient de ces alliages de brasages et leur sensibilité aux phénomènes de fatigues thermo - mécaniques pour des températures inférieures à 200°C (fluage, ductilité, évolution des phases de l'alliage en cyclage thermique [FEN 96]). De plus, certains alliages ont des températures de fusion trop basses pour des applications haute température. Le choix de composition de l'alliage est un élément prépondérant dans le design d'un système.

Composition de l'alliage	Temperature de fusion
Sn96Ag04	221°C
Sn95Sb05	235°C
Sn90Pb10	183°C
Sn70Pb30	193°C
Sn63Pb37	183°C
Sn97Cu3	217°C
Sn96.5Cu2.5Ag1	217°C
Sn05Pb95	308°C
Pb92In05Ag03	300°C
Au80Sn20	280°C
Au97Si03	363°C
Au88Ge12	356°C

Tableau 5 :Températures de fusion des alliages de brasages les plus courants

La deuxième technique de report de puce utilise des adhésifs à base de polymères. Cette technique nécessite une mise en œuvre spécifique des techniques de report [PER 00], mais certaines études ont montré que la plupart des adhésifs à base d'époxyes conservent près de 40% de leurs caractéristiques mécaniques après 1000 heures à 200°C. L'utilisation de ces matériaux au dessus de leur température de transition vitreuse (75 à 125°C pour la plupart), nécessite d'étudier de manière approfondie l'accord entre leur fort coefficient d'expansion thermique, leur module d'Young, l'épaisseur de dépôt et les tailles de puces à reporter. Les contraintes de report deviennent critiques face à l'intégrité de la puce.

Les inconvénients majeurs de ce type de " die - attach " sont dans un premier temps, leur tenue aux températures supérieures à 200°C. A l'exception de quelques rares produits, on assiste à des dégradations de la structure moléculaire des adhésifs, pouvant aller jusqu'à leur pyrolyse pour des températures supérieures à 350°C. Le deuxième inconvénient est l'évacuation des solvants lors du processus de report. Ces solvants, contiennent des dérivés chlorés dont l'effet à terme peut être une accélération des phénomènes de corrosion que nous aborderons au paragraphe suivant.

Une insuffisance dans le profil de polymérisation de l'adhésif peut provoquer une recondensation de ces solvants, et donc une dégradation de certains éléments du circuit ("Bondings", piste sur la carte).

Le second problème intervenant est l'effet " skinning over ". Ce problème est induit par une cuisson trop rapide de l'adhésif et peut avoir deux impacts sur la fiabilité de l'assemblage. Si la rampe de montée en température du four de polymérisation est trop rapide, la périphérie du joint polymérisera rapidement, formant ainsi une peau imperméable, piégeant les solvants sous la puce [RAF 96]. Il en résultera une zone non polymérisée importante, donc fragile, ainsi qu'une série de vides sous la puce, diminuant la surface d'adhésion, et constitués de pièges à solvants, dont les effets sur la corrosion du circuit, en cas de libération par fatigue thermomécanique de l'assemblage (fissuration du joint), peut être catastrophique (Figure 18).

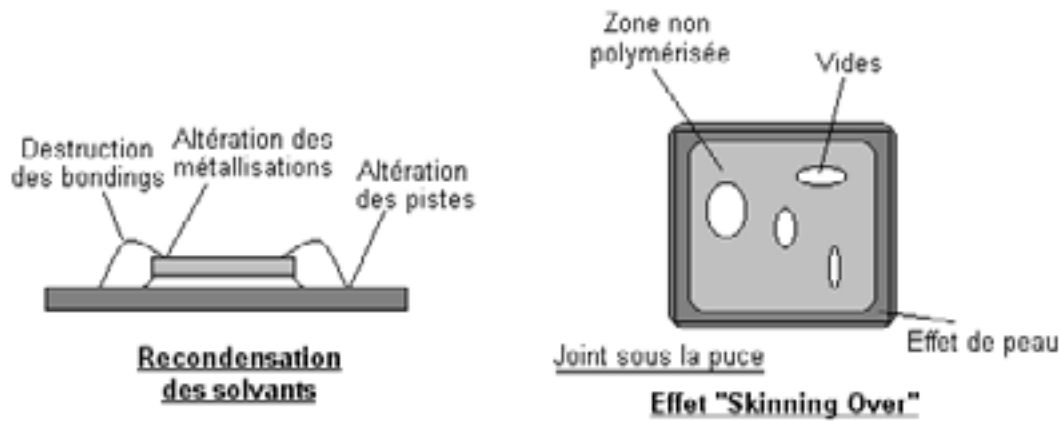


Figure 18 : Effets critiques du manque d'évacuation des solvants sur le report de puces

Les caractéristiques mécaniques des joints de colles et plus particulièrement leur comportement en cyclage (donc leur tenue à la fatigue) sont particulièrement adaptées à l'utilisation dans des applications haute température. Mais leur mise en œuvre reste délicate, et relativement lente (durée de polymérisation). Cette technique est donc plus adaptée aux petites séries qu'aux chaînes de production.

2.2.2 Les encapsulants

Le troisième point critique dans le cadre d'application haute température, est l'utilisation d'encapsulant plastique pour la protection des puces ou des circuits (dégradation des polymères). Les résines d'encapsulation sont généralement constituées par une matrice de matériaux polymères, chargée par des particules de SiO_2 ou d' Al_2O_3 destinées à augmenter la valeur de leur Module d'Young et à diminuer leur coefficient d'expansion thermique (CTE), permettant ainsi de réduire les contraintes induites par l'encapsulant sur la puce (Figure 19).

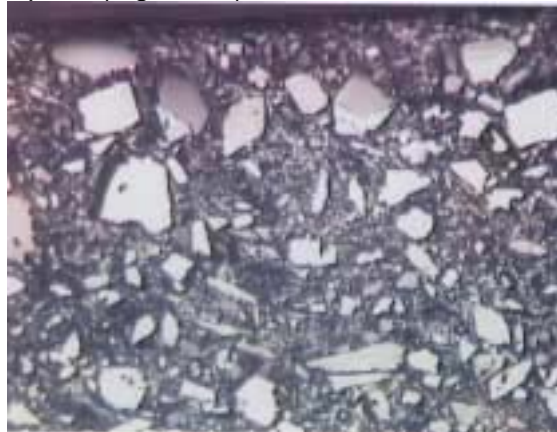


Figure 19 : Exemple de résine d'encapsulations plastique

Une température de fonctionnement du circuit au dessus de la température de transition vitreuse du polymère provoque un ramollissement de l'encapsulant, rendant ce dernier plus sensible aux problèmes thermo - mécaniques (fissurations, rupture ductile). La limitation ultime d'utilisation des polymères d'encapsulation est la température pour laquelle ce dernier se dépolymérise, et finit par se fragmenter. Ce problème peut apparaître dès 190°C pour certains époxyes, et aux environs de 230 à 260°C pour les silicones. Les encapsulants plastiques peuvent poser problème pour des températures inférieures à ces seuils. Des phénomènes de fracture ou de fatigue dépendent de la contrainte induite par les différences de coefficient de dilatation thermique puce - encapsulants. Le CTE voit sa valeur accrue lors du passage au-dessus de la température de transition vitreuse (160 à 180°C pour la plupart des époxyes). Ceci limite l'utilisation des composants encapsulés à des températures inférieures à 180°C .

Une alternative à l'utilisation des composants à enrobage plastique est l'utilisation de boîtiers céramiques ou métalliques étanches, assurant la fonction d'isolation hermétique à l'environnement extérieur et une réduction des contraintes induites par le procédé d'encapsulation (le stress résiduel résultant du procédé de report de la puce sur la plage de report du boîtier) ainsi qu'une bonne évacuation thermique. Cette solution pose malgré tout un problème de poids et de coût de la fonction à réaliser.

Le dernier point concernant le niveau d'interconnexion I est celui du comportement des alliages de « Lead-frame », ainsi que des métallisations des plages de report de composants. Les alliages classiques de cuivre, ou de Fer - Nickel ne présentent pas de dégradation appréciables de leurs propriétés mécaniques au dessous de 100 minutes à 350°C. On peut en déduire que le comportement des « lead frames » ne sera pas dégradés en se fixant pour limitation de fonctionnement une température inférieure à 200°C. Le problème le plus critique intervient au niveau des couches de métaux déposés sur les plages de reports pour améliorer soit la mouillabilité, soit la résistance à la corrosion ou à l'oxydation. Les croissances intermétalliques et les phénomènes d'oxydation sont fortement accélérés dans le cas de composants étamés avec de l'alliage étain - plomb, pour des températures inférieures à 100°C.

Le second niveau d'interconnexion regroupe les brasages des composants passifs, la nature du substrat de report, ainsi que la protection globale de la carte.

Nous avons déjà vu que les alliages de brasage utilisés dans le report des puces sur le lead frame constituaient un problème crucial pour la tenue mécanique à la température, ainsi que pour la dégradation à long terme. Le problème est le même pour le report des composants passifs. Les défaillances induites sont liées au taux de contraintes de report, à la microstructure de l'alliage [Fen 96], aux cyclages de vieillissement. On peut considérer d'un point de vue pratique que l'utilisation d'alliages métalliques n'est pas recommandée pour des températures de fonctionnement usuelles de 80 à 85% de la température de fusion. De plus, la formations d'interfaces inter - métalliques entre l'alliage étain plomb, et les pistes de cuivre réduit la tenue mécanique du joint.

2.2.3 Les substrats

Sous contraintes de haute température, les substrats organiques sont souvent utilisés au dessus de la valeur de leur température de transition vitreuse. Au-dessus de leur Tg, les substrats perdent leur caractéristique de tenue mécanique, principalement à cause du ramollissement de leur matrice en résine polymère. De grandes variations de leur coefficient de dilatation thermique au dessus du Tg de la résine sur l'axe perpendiculaire au plan de la carte peuvent aussi provoquer des délaminations.

Les substrats classiques en FR4 sont limités en température à 130°C environ. Le choix de la résine du substrat doit alors se porter sur des matériaux plus spécifiques. Des substrats en bismaléimide triazine supportent des températures de 190°C. Les résines les plus intéressantes pour la fabrication de substrat haute température sont les Cyanates Ester, et les polyimides, dont l'utilisation peut être portée à 260°C. Le problème majeur de ce type de substrat restant le facteur d'adhésion des pistes de cuivre.

Le mode de protection du circuit complet, autant que des puces prises individuellement détermine aussi la résistance aux contraintes thermiques de la fonction électronique complète. La technique la plus efficace est l'utilisation de boîtiers hermétiques, en céramique ou métalliques (jusqu'à 200°C), sachant que du point de vue de la fiabilité thermomécanique, le report en COB (Chip On Board) en boîtier céramique présente des avantages certains en terme d'accord entre les CTE du boîtier et de la puce, et de dissipation thermique. Cette technologie est limitée par des facteurs de taille et de coût. L'utilisation d'encapsulations plastiques (technologie " glob-top ", ou composant moulés) est possible sous condition d'emploi de polymères spécifiques tels les polyetherimides, polyethersulphone, certains polyesters et

des polyamides dont les propriétés varient peu jusqu'à 200°C. La dernière solution d'encapsulation est la résine silicone, ou les fluoroélastomères, pour lesquels la stabilité en température reste constante jusqu'à 260°C.

2.2.4 Empaquetage du circuit

Nous avons vu que le chargement thermique du composant ou du système provoque des mécanismes de défaillances critiques. Les contraintes environnementales exercées sur l'assemblage, et liées aux dégradations des matériaux peuvent aussi être de nature mécaniques, ou physico - chimiques. La tenue aux contraintes mécaniques dépend autant des processus d'assemblage, que des conditions de vieillissement des matériaux. Les affaiblissements structuraux intervenant sur les assemblages par effet de dégradation thermique altèrent principalement les liaisons par brasage ou collage pour les interconnexions de niveau 2, les bondings et la liaison chip-leadframe pour le niveau 1. Ces initiations de défaillance par effet mécanique concernent plus particulièrement les défauts causés par le mode de report du composant (voir plus loin).

Nous étudierons plus avant les phénomènes de dégradation physico chimique, et plus particulièrement les phénomènes de corrosion au chapitre 4.

2.3 Conception et réalisation du banc de test

La première étape de l'étude a consisté en la réalisation d'un banc de test susceptible de réaliser les conditions environnementales de fonctionnement d'un circuit embarqué dans un outil de prospection pétrolière descendant à des profondeurs de 3000 à 12000 mètres. Les spécifications de travaux ont été fournies par la société Schlumberger (SRPC).

Le banc de test est en mesure de soumettre les circuits à des pressions variant de 1bar à 1200bars, et à des températures variant de 25°C à 200°C. Ce banc de test est capable de fournir des informations sur le comportement électrique du circuit testé en cours de vieillissement. Des études ont été réalisées sur le comportement système (suivi du produit Gain-Bande, Dérive d'offset, Analyse fréquentielle sur composants passifs).

2.3.1 Structure du banc de test

Le synoptique général du banc de test est présenté sur la Figure 20 :

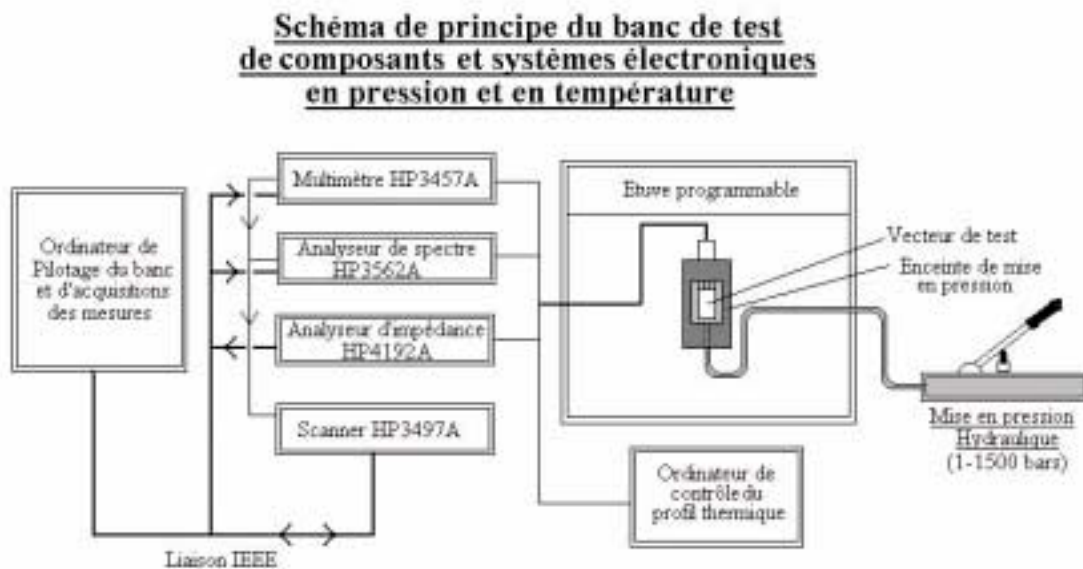


Figure 20 : Schéma de Principe du banc de test

Les différents éléments constitutifs du banc de test peuvent être regroupés en trois groupes principaux :

- Le système environnemental est constitué d'une **étuve programmable** de type MEMMERT possédant une plage de température de 25 à 225°C, que nous utiliserons au maximum à 200°C. Cette étuve assure le contrôle de la température, ainsi que l'isolation du circuit de mise en pression. Le circuit de mise en pression proprement dit est constitué d'une pompe hydraulique manuelle (modèle ENERPAC P2282) supportant une pression maximum de 2800bars. Cette pompe alimente une durite semi-rigide arrivant sur un répartiteur à robinet, dérivant la mise en pression sur une, deux ou trois cuves. Chaque cuve peut être isolée du système de mise en pression. Le système possède deux

petites cuves d'un volume interne d'environ 70 cm³ ainsi qu'une grosse cuve d'environ 500 cm³. Les cuves sont réparties dans l'enceinte selon la configuration suivante :

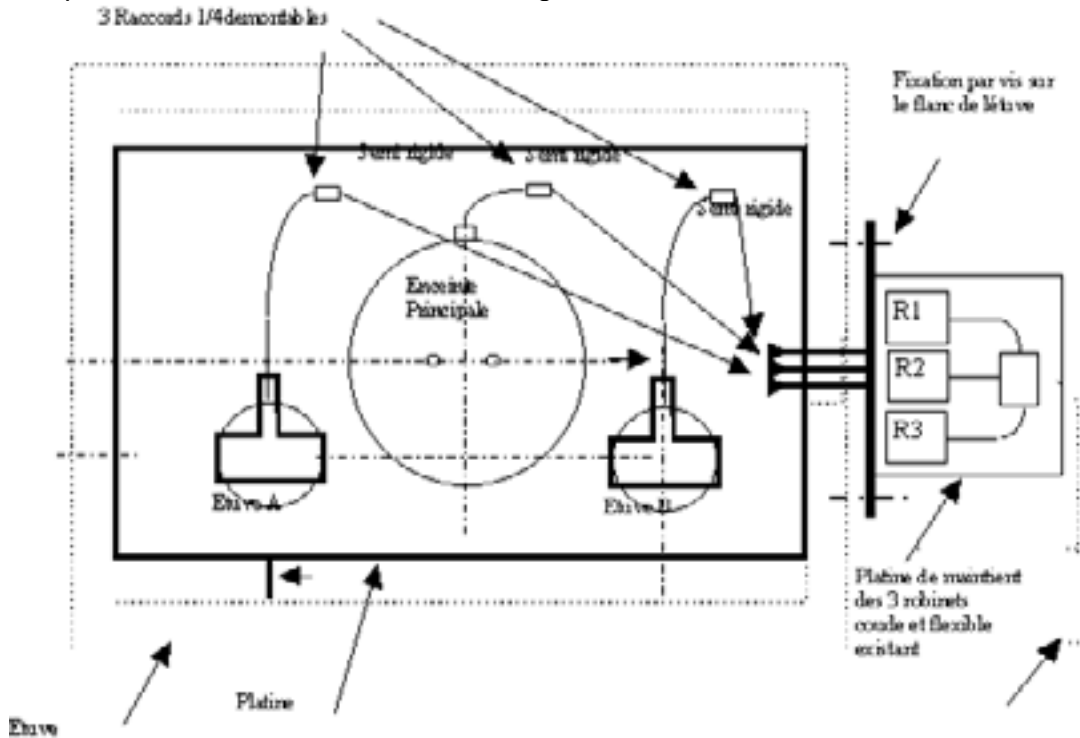


Figure 21 : Géométrie du système de mise en pression

Un calculateur indépendant associé à une chaîne de mesure de température (la sonde de température est placée directement à l'intérieur de l'une des cuves), permet d'étalonner et de contrôler les profils de mise en température, et donc de mise en pression (voir établissement des profils plus loin).



Figure 22 : Banc de test complet

- Le système de mesure et de caractérisation de ce système est constitué d'un ensemble d'appareils HP, pilotables par calculateurs via une liaison de type GPIB.

Les appareils de mesure présents sur le banc sont : Un multimètre HP3457, Un oscilloscope HP(54603B), un analyseur de réponse en fréquence HP3562A, un analyseur d'impédance HP4192, un

synthétiseur de fréquence deux voies HP3326A et un scanner HP3497A. Les différents appareils sont montés de manière à pouvoir caractériser du point de vue électrique les différents composants présents dans le système environnemental. Le ordinateur configure le scanner de manière à obtenir une configuration de mesure propre à la nature du composant à tester, à l'exception du montage destiné aux mesures de bruit, pour lequel le bruit intrinsèque des relais de commutation doit être éliminé. Il est donc possible d'effectuer :

Pour les prototypes :

- Mesure du gain et de la bande passante
- Mesure de dérive d'offset dans le temps
- Taux de réjection en mode commun (CMRR).

Pour les composants passifs :

- Dérives des caractéristiques propres des composants en pression et température
- Analyse fréquentielle
- Dégradation de fonctionnalité en cours de vieillissement

Pour les composants actifs :

- Caractérisation des fonctions élémentaires (résistances implantées sur Si, jonctions, transistors).

- Dérives des caractéristiques propres en pression et température

Pour les assemblages :

- Suivi de dégradation in-situ par utilisation de puces de test type ATC (PMOS4 NMRC).

Le logiciel de commande a été développé sous environnement LABVIEW. Un descriptif plus complet des différents circuits de test sera développé plus loin.

Le système de traitement des données est constitué d'un ordinateur de type PC, d'un programme d'acquisition et de commande développé sous LABVIEW. Il permet de placer le banc de mesure sous différentes configurations, en fonction du type de mesures à effectuer. Le traitement des données est effectué à l'aide d'EXCEL. Le traitement des données a fait l'objet du développement d'un certain nombre de macro-commandes ayant pour but l'évaluation de la variation des paramètres du circuit sous contraintes (en fonction du temps, de la température, et de la pression).

2.3.2 Etalonnage du banc de test

Nous avons procédé dans un premier temps, pour chaque prototype et pour chaque composant, à une évaluation des propriétés citées au paragraphe précédent, dès réception des échantillons, pour différentes valeurs de la température et de la pression.

Dans l'optique d'une caractérisation en cours de vieillissement, il a été décidé de procéder à deux types de tests :

Le premier mode de vieillissement consiste en une mise en palier de pression et température. Le temps maximum de vieillissement en palier est fixé à 1000 heures de fonctionnement en continu (nous avons dans certains cas testé les différents modules sur des temps légèrement plus longs). Le second mode de vieillissement est un vieillissement en cycles de température et de pression. Pour ce faire, nous avons utilisé des cyclages courts (sur 24 heures), reproduisant les conditions réelles de travail de l'outil dans lequel va être placé le prototype. Pour des raisons expérimentales pratiques, nous avons utilisé des cycles de programmation de l'étuve qui seront décrits au paragraphe suivant.

L'étalonnage du banc a été effectué de manière à respecter, à l'intérieur des cuves, les conditions de tests du paragraphe 2.5 :

- Cyclages P=> 1000 bars
 T=> 175°C
 t=14 heures en palier haut

2 heures en palier bas (1bar 25°C)

Temps de montée : <3 heures

Temps de descente : <3 heures

Les caractéristiques physiques du banc et, notamment, la masse thermique des cuves ont nécessité l'étude de conditions de mise en température (et par la même en pression), pour respecter les standards de la nomenclature de tests (la courbe expérimentale montre que dans le cas d'une montée ou d'une descente en température, le système ne se comporte pas comme un système du premier ordre. De ce fait, nous caractériserons le système par des temps de passage d'une température mesurée à une autre.

La nécessité d'utiliser un mode de cyclage long (24 heures par cycle), et une étuve ne possédant pas de groupe de refroidissement pour contrôler les temps de montée et de descente ont conduit à établir un cycle de consignes d'étuvage décrits plus loin. De plus le système est dissymétrique en montée ou en descente car le mode de refroidissement, dans ce dernier cas, est plus rapide (ouverture des portes) et permet de maintenir au mieux les conditions de cyclages préconisées, Les consignes de température, ainsi que les pressions associées permettent de maintenir un cyclage type sur 24 heures, regroupant un passage de 14 heures par jour en palier haut (175°C ,1000 bars, et un passage de 3 heures en palier bas (25°C, 1 bar).

La Figure 23 suivante montre les consignes du programmeur de l'étuve utilisée ainsi que la réponse du système physique :

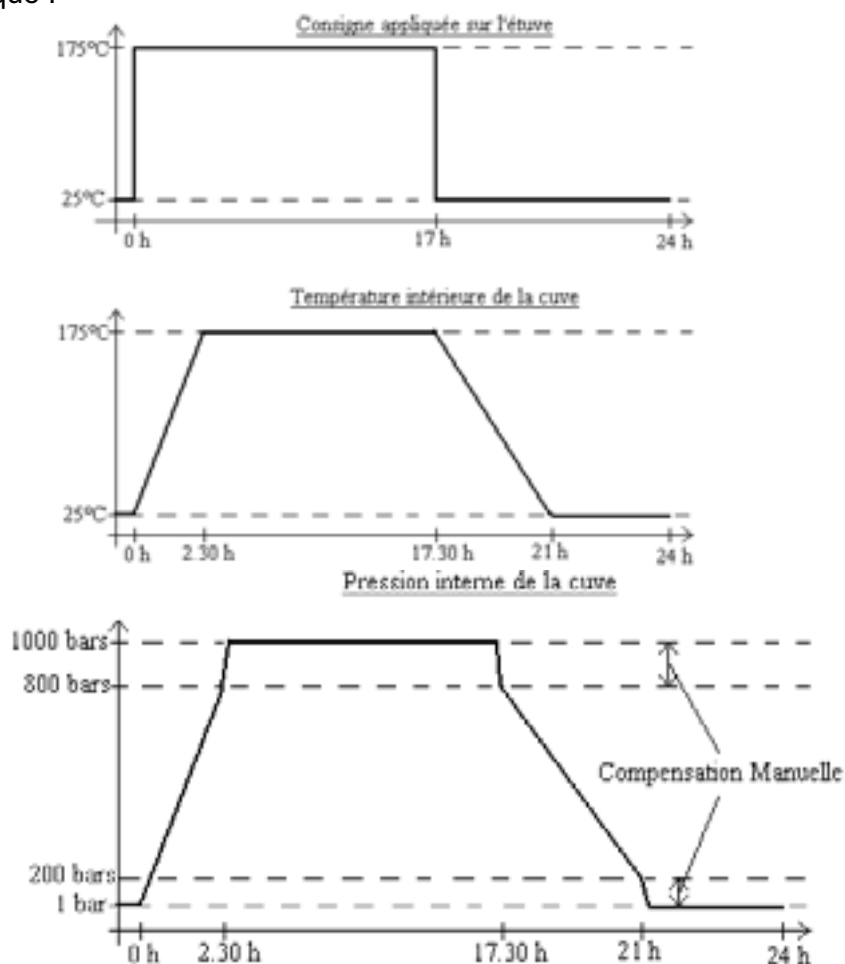


Figure 23 : Consignes du cycle de qualification de type « temps de vie sous cyclage »

Le système de contrôle de la pression ne permet pas d'obtenir une réponse en pression similaire à la réponse en température. C'est pourquoi il est nécessaire de procéder à une compensation manuelle de la pression lors de l'arrivée en palier haut ou en palier bas.

Du point de vue thermique, les cycles de montée et de descente ainsi obtenus sont décrits sur la Figure 24.

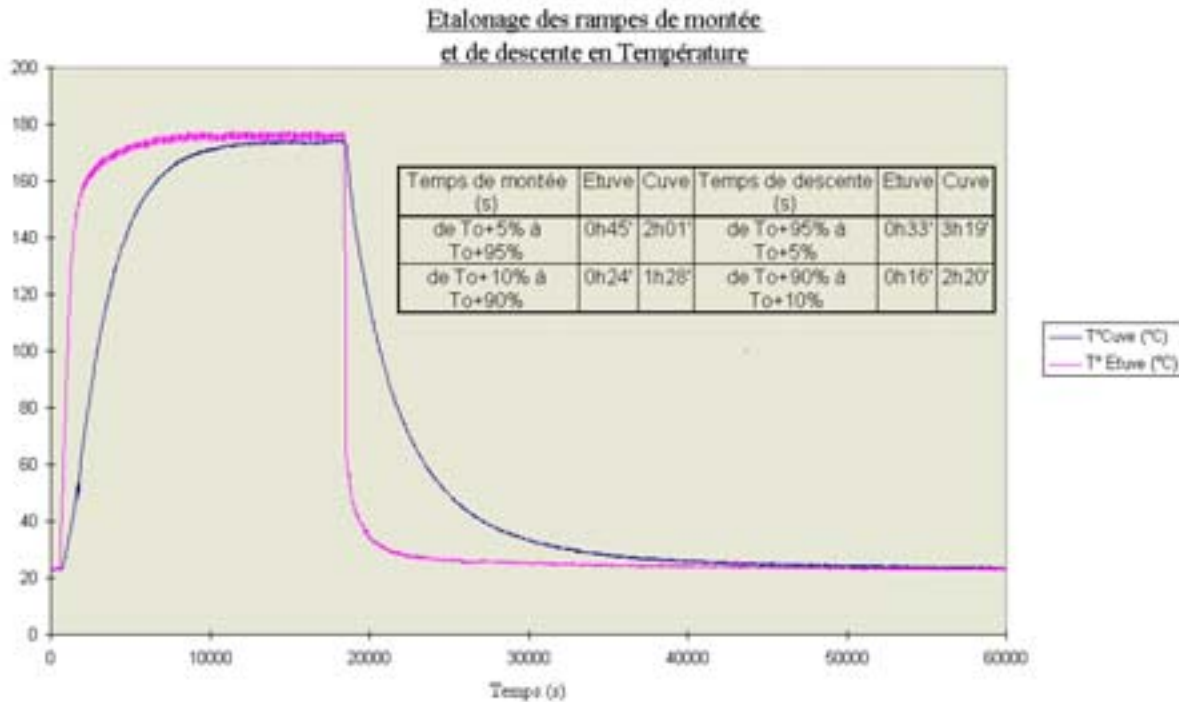


Figure 24 Réponses du système environnemental aux consignes de température

L'enceinte thermique permet des rampes de montée avoisinant les 5° par minute, mais l'inertie thermique de l'enceinte de mise en pression abaisse la valeur de la rampe de montée à 1°3 par minute, ce qui est bien en-deçà des valeurs de qualification énoncées dans la norme MIL-Std-883 pour les tests en cyclage (3°C/minutes). De la même manière, Les rampes de descente impliquent des temps de stabilisation thermique de 3 heures 20 minutes, soit des vitesses thermiques légèrement inférieure à 1° par minute. En utilisant ces données de calibration, nous avons fixé avec la société Schlumberger la norme de qualification du produit comme étant, pour les vieillissements dits du temps de vie fonctionnels, 1000 heures (41 jours) de temps cumulés à 175°C et 1000 bars de pression, et pour les cycles dits de temps de vie standard (en cyclage), 1000 heures de temps cumulé en palier haut, sachant que le banc de test nous permet des cycles thermiques et hydrauliques de 14 heures en palier haut, et 3 heures en palier bas sur une journée de 24 heures de travail fonctionnel du circuit. Une phase de qualification d'un prototype sous ce type de cyclage représente donc 71 jours de test.

3 Conclusion

Nous avons montré, après un tour d'horizon sur la fiabilité des circuits, que le comportement des matériaux utilisés dans les systèmes et les composants électroniques subissant une forte pression devrait être abordé en profondeur. Cette étude sur le choix des matériaux susceptibles de résister à des conditions de type HPFT va permettre la création de prototypes fiabilisés dès leur conception. Mais, il est aussi nécessaire de contrôler le comportement de ces systèmes ainsi que celui des composants élémentaires utilisés pour la fonction de mesures électronique en HPFT.

Pour cela nous avons donc conçu, réalisé et testé un banc qui va nous servir lors du prochain chapitre pour analyser certains composants actifs et des composants passifs utilisés dans la fonction électronique d'amplification retenue pour ce mémoire.

REFERENCES DU CHAPITRE 2

Assemblages faible coût Impact de la HPFT sur leur fiabilité

[ASH 80] « Matériaux » M.F ASHBY, DRH Jones

Ed Dunod 1980

[BOW 97] «Packaging Issues for Generation High Voltage, High Temperature Power Electronic Modules» J.S BOWERS, D.C HOPKINS, W.J SARJEANT

IEEE 1997

[CAL 96] «Etude sur les matériaux utilisés dans les modules multichip laminés » S.CALMES

Rapport Schlumberger

[CHI 94] «Plastic Deformation analysis of cracked adhesives bonds loaded in shear» M.Y.M.

CHIANG

Solid structures Vol 31 1994

[DUC 97] «Conception, réalisation et validation d'un circuit intégré de test pour la fiabilisation des technologies d'encapsulation plastiques» C.DUCOS

Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux I, octobre 1997

[DZI 95] «Analysis of ageing effects in polymer thick film resistors based on DC Measurement and impedance spectroscopy» A.DZIEDDZIC, K.NITSCH, B.W LICZNERSKI

10th European microelectronics conference 1995

[EVA 93] «Using MCM-L technology for under the hood automotive environmental conditions»

SJ.L. EVANS, C.RANONGUK, R. WAYNE, J.ADAY

ISHM 1993

[FILL 95] «Development of a Multi-chip-on-flex and single Chip-on-flex technology» R.FILLON, R.WOJNAROWSKI, R.SAIA, G.FORMAN

10th European microelectronics conference 1995

[HOR] «Smart materials for hybrid circuits and multi chip modules » S.J.HOROWITZ C.R.S

NEEDES

Dupont Electronic Materials

[KAS 94] «Synthesis of high-performance Cu/Polyimide adhesives based on inorganic-organic composite materials» R.KASEMANN, T.BURKHART, H.SCHMIDT

Adhesives in Electronics, Berlin 1994

[KUL 95] «Bonding Flexible Circuits and Bare Chips with Anisotropics electrically conductive and non conductive adhesives» K. KULOJARVI, P.SAVOLAINEN, J.KIVILAHTI

10th European microelectronics conference 1995

[LIN 95] «High performance thermoplastics for rigid-flex printed circuits board» W.W.LIN, E.SAVRUN

Material resource Society Symposium 1995

[MCC 96] «Packaging Reliability for high temperature electronics : a materials focus» F.P. McCLUSKEY and Al

Microelectronics International n°41 September 1996

[MEDJ 97] « Analyse de défaillance dans les condensateurs céramiques par la résonance piézoélectrique-Evaluation de l'impact sur la fiabilité » S.MEDJI

Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux I, 1997

[MEY] « A technology, cost and time-based comparison of MCM substrate alternatives based on a international survey » S.MEYER D.STECK

Institute for management and business Engineering – ETH Zurich

[NAK 95] «High reliability, high density build up printed circuits board for MCM-L» N.NAKAMURA, M.KATO, M. ASAI, H.TAKENAKA

ICEMCM 1995

[OUS 89] «Conception, Hybridation et evaluation de capteurs. Evaluation de la technologie par des methodes d'analyse physique et physico chimiques non destructives » Y.OUSTEN

Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux I, 1989

[PER 00] «Reliability evaluation of adhesive bonded SMT components in industrial applications » M.G PERICHAUD, J.Y DELETAGE, H.FREMONT, Y. DANTO, C. FAURE

Microelectronics Reliability 40 (2000) 1227-1234

[RAF 96] «Thermo-mechanical creep characteristic of electrically conductive epoxy adhesives at room temperature» A.J RAFANELLI

Inter Society Conference On Thermal Phenomena 1996

[REA 95] «Thermomechanical behavior of a high density polymer overlay MCM Interconnect structure : Experiment and analysis» READ, DREXLER, BERNARD, GROSSE, BENOIT, DI TOMASSO, HOLGAUER, ROCCI, STOKLOSER

ASME 1995

[ROS] «Introduction to probability and statistics for engineers and scientists» S.M. ROSS

Wiley series in probability and mathematical statistics

[SPEI 95] «Reliability assessment of Multichip Modules –Lessons Learned» P.SPEICHER, D.GILMOUR, W.KOZIARZ, P.ROCCI

10th European microelectronics conference 1995

[SPEN 00] «Application of the Arrhenius equation to semiconductor reliability predictions » H. Spence

Microsemi corporation, Dec 2000

[WAY 95] «Consortium for automotive electronics : an approach to MCM technology development » R.WAYNE JOHNSON

ICEMCM '95

Chapitre 3

**« Modélisation du Comportement des
Composants Electroniques sous
Contraintes HPFT »**

1.	Comportement des composants actifs.....	113
1.1.	Technologies mises en oeuvre.....	113
1.1.1.	Variations de propriétés électroniques des matériaux semi-conducteurs sous pression 113	
1.1.2.	Aspect microscopique de la piézorésistivité.....	114
1.1.3.	Influence de la température et du dopage sur les coefficients piezorésistifs.....	117
1.1.4.	Aspect macroscopique	121
1.1.5.	Résultats expérimentaux	125
1.1.6.	Comportement de Jonction.....	132
2.	Comportement des composants passifs	134
2.1.	Technologies mises en œuvre	134
2.2.	Comportement des condensateurs	135
2.2.1.	Phénoménologie macroscopique.....	135
2.2.2.	Approche microscopique	140
2.2.3.	Effet des contraintes de pression sur les diélectriques à l'échelle microscopique 142	
2.2.4.	Comportement des condensateurs réels	145
2.2.5.	Résultats expérimentaux	147
2.3.	Comportement des résistances.....	161
2.3.1.	Résistances mises en œuvre dans notre application	161
2.3.2.	Effet des contraintes de pression sur les encres sérigraphiées	161
2.3.3.	Approche microscopique	162
2.3.4.	Phénomène macroscopique	163
2.3.5.	Résultats expérimentaux	166
3.	Conclusion	168

Nous allons aborder dans ce chapitre les phénomènes physiques mis en jeu sur les composants électroniques de notre application, en fonction de la contrainte de compression isostatique. Pour comprendre et modéliser les variations comportementales, de ces composants, nous devons aborder les différents phénomènes ayant une influence sur les propriétés électriques de ces composants, autant sur les actifs, que sur les passifs. Nous avons ensuite procédé à une étude expérimentale sur chacun d'eux à l'aide du banc de caractérisation décrit dans le chapitre précédent. Nous procéderons ensuite à l'extraction d'un modèle rendant compte de ces variations expérimentales.

1. Comportement des composants actifs

Afin de quantifier une possible dérive comportementale en HPFT (1 à 120Mpa, 175°C) des composants actifs ainsi que de quelques fonctions élémentaires, nous avons choisi de caractériser le comportement du silicium.

1.1. Technologies mises en oeuvre

Dans le cadre de l'étude des composants actifs, nous allons voir d'un point de vue théorique, quels sont les phénomènes mis en jeu, pour en venir finalement à une modélisation du comportement d'une résistance. Ces hypothèses seront ensuite confrontées à une caractérisation expérimentale de ces fonctions. Quel est l'effet des contraintes de pression sur les propriétés de conduction du silicium.

1.1.1. Variations de propriétés électroniques des matériaux semi-conducteurs sous pression

Les propriétés électroniques conditionnant le comportement des composants dérivent des caractéristiques propres des porteurs de charge dans le matériau. Ces caractéristiques sont la mobilité du type de porteur, et le nombre de porteurs par unité de volume. Ces deux données nous renseignent sur la conductivité d'un matériau semi-conducteur. La mobilité peut s'exprimer pour les électrons, et pour les trous, sous la forme :

$$\mu_n = \frac{e \cdot \tau_n}{m_n^*} \text{ et } \mu_p = \frac{e \cdot \tau_p}{m_p^*} \quad [1]$$

avec m_n^* et m_p^* respectivement les masses apparentes des électrons et des trous, τ_n et τ_p les constantes de temps de retour à l'équilibre dans le cas de la statistique de Boltzmann.

La mobilité moyenne des porteurs dépend des caractéristiques du schéma de bandes (Figure 1) et plus particulièrement de la courbure de la bande de valence pour les trous, ou de la bande de conduction pour les électrons, au travers de la masse effective de ces porteurs dans l'équation [1]. La mise sous contrainte de pression isostatique aura pour effet une modification des niveaux d'énergie de ces deux bandes. Paul et Warschauer [PAU 63] dans le Germanium, et Brooks [BRO 55] dans le Silicium, Pitts et Lees dans le GaAs [PIT 69] ont montré une dépendance des niveaux d'énergie dont les ordres de grandeur avoisinent les 10^{-6} eV/bar selon les différents axes cristallographiques de ces différents matériaux. Dans le cas du Silicium, la compressibilité est de 1.02 ppm/bar, et la variation d'énergie dE_{rx}/dP est de $-1.5 \cdot 10^{-6}$ eV/bar.

Il est à noter que d'après Pitt et Lees [PIT 69], la variation relative de mobilité est inférieure à 10^{-3} dans les composés III-V et dans les II-VI.

En ce qui concerne le nombre de porteurs, nous savons que dans le silicium intrinsèque :

$$n_i = n_n = n_p = 2 \left(\frac{2\pi k_b}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} (m_n^* m_p^*)^{\frac{3}{4}} T^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{E_g}{2k_b T}} \quad [2]$$

avec n_n le nombre d'électrons, n_p le nombre de trous, k_b la constante de Boltzmann, h la constante de Planck, et m_n , m_p , les masses apparentes respectives des électrons et des trous, T la température, et E_g la hauteur de bande interdite. Cette population est calculée sur l'hypothèse d'une distribution des électrons et des trous dans les bandes de valence et de conduction, respectant la statistique de Fermi-Dirac. Compte tenu de la structure du schéma de bande, et de ses modifications sous contraintes de pression, il apparaît clairement que les faibles modifications locales du profil des bandes affectant les masses effectives m_n , m_p , ainsi que la modification minimale de la valeur du GAP (variation relative de l'ordre de 10^{-3} eV pour 120 MPa), ne changeront pas la quantité de porteurs intrinsèques dans le semi-conducteur.

En prenant en compte l'aspect microscopique des choses, les variations anisotropes des propriétés de conduction ne sont dépendantes ni d'une variation de la mobilité moyenne des porteurs (sauf pour une faible partie dans le cas d'un substrat dopé P), ni d'une modification du nombre de ces porteurs sous l'application d'une contrainte de compression.

Malgré cela, on voit tout de même apparaître des modifications des propriétés de conduction lors de l'application de contraintes sur un cristal. Les dissymétries cristallines sont alors à l'origine d'un phénomène modifiant la répartition spatiale des propriétés de conduction : c'est le phénomène de *piézo-résistivité*.

1.1.2. Aspect microscopique de la piézorésistivité

Le phénomène de piezorésistivité se définit comme étant la variation de résistivité (donc aussi de conductivité) d'un solide sous l'action d'une contrainte mécanique. Ce phénomène, observé pour la première fois par Lord Kelvin en 1858 sur des métaux, fut étudié expérimentalement de manière approfondie pour les semi-conducteurs, dans les années 50 par Smith et Adams.

Une approche scalaire de la variation de conductivité validée dans le cas des matériaux à comportement métallique, doit être modifiée dans le cas où le profil de la bande de conduction est anisotrope.

Dans un cristal de silicium, la structure des bandes d'énergie calculée dans l'espace réciproque (espace des k) nous montre les variations de l'énergie possible de l'électron en fonction des axes cristallographiques :

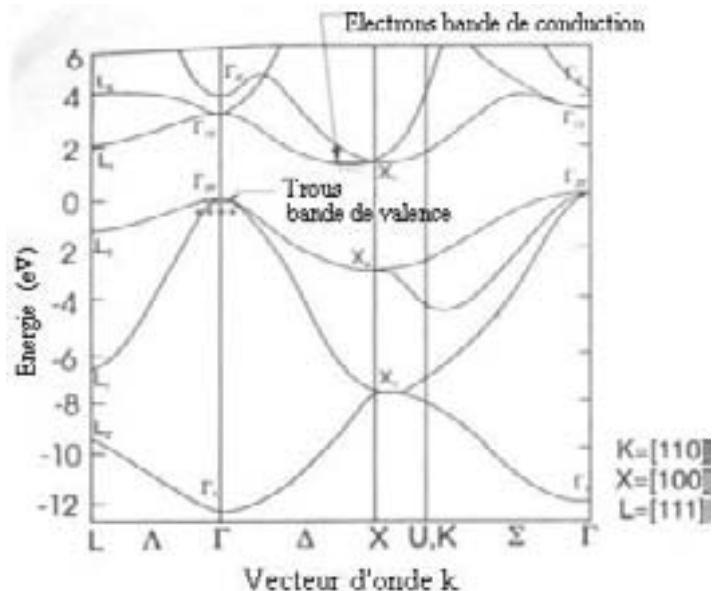


Figure 1 Schéma de bandes d'énergie réduites dans le cristal de silicium

Le schéma de la Figure 1, présente la répartition des énergies possibles pour un électron, dans l'espace réciproque (espace des vecteurs d'onde). Δ représente la variation des énergies $E(k)$ d'un électron, le long d'un chemin orienté dans la direction cristallographique [111]. De la même manière, Δ représente les variations d'énergie le long de l'axe dans la direction [100], et Σ les variations d'énergie le long de l'axe [110]. Γ représente l'origine des valeurs du vecteur d'onde.

Ce schéma de bandes réduites nous montre que les électrons de la bande de conduction (3ème zone de Brillouin) sont stockés préférentiellement dans une « vallée » d'énergie de conduction, dans la direction Δ [100], et de la même manière, les trous sont stockés dans une cloche de la bande de valence, au niveau de l'origine des vecteurs d'onde. La localisation des surfaces d'énergie égale dans l'espace des k devient alors plus complexe à établir, à cause de la dégénérescence de la bande en Γ . Nous devons donc traiter de manière différente la variation de mobilité des électrons et des trous.

Comme la conductivité dépend de la mobilité, la relation entre l'énergie de la particule et la masse effective de cette dernière est une fonction de la courbure du schéma de bande :

$$\frac{1}{m^*} = \frac{1}{\hbar^2} \frac{\partial^2 E(k)}{\partial k^2} \quad [3]$$

La forme des minima et des maxima de bande de valence et de bande de conduction (Figure 1) que l'on peut appliquer dans l'équation [3] n'ont pas de forme analytique simple. Le modèle « Multi-vallées » [Bro 55] modélise les minima d'énergie des électrons et des trous (profil des $E(k)$), et donc les mobilités, selon les différentes orientations cristallographiques.

Pour les *électrons*, dans l'espace des k , chaque « vallée » est constituée d'un volume ellipsoïdal d'énergie constante, proche du niveau d'énergie de conduction. Comme nous l'avons vu précédemment, le rayon de courbure de la bande de conduction conditionne la masse apparente de la particule, et donc sa mobilité. De ce fait, il apparaît que la mobilité de l'électron le long de l'axe longitudinal de la vallée (μ_l) est plus faible que la mobilité le long d'un axe transverse (μ_T) puisque la masse effective de la particule est plus grande sur l'axe longitudinal que sur l'axe transversal. La masse effective de l'électron le long de l'axe est de $1m_e$, alors qu'elle est de $0.2m_e$ transversalement [LAU]

On peut noter que l'utilisation de cette forme de vallée sera correcte dans le cas d'une conduction électronique, et sera la cause principale du phénomène de piézo-résistivité dans les substrats de type n.

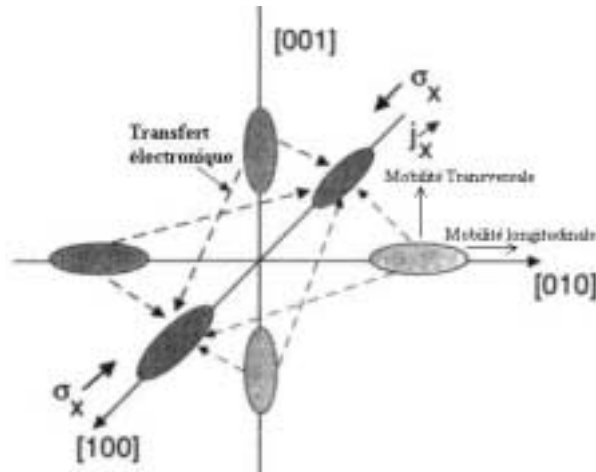


Figure 2 Répartition des vallées de conduction dans le cristal de Si

L'effet d'une compression uni-axiale le long de l'axe [100], d'après Herring et Voigt [HER 56] provoque une dilatation du volume de l'ellipsoïde par abaissement du niveau d'énergie de conduction d'une quantité constante Ξ , aussi connue comme le potentiel de déformation. Le résultat immédiat est un transfert électronique transverse (à mobilité maximum), des 4 vallées réparties le long des axes [001] et [010], dont le volume se réduit sous l'effet de la contrainte, vers les vallées de l'axe [100]. Les transferts électroniques possibles entre les différentes vallées sont représentés sur la Figure 2. Ces transferts en énergie conditionnent la conductivité dont l'expression devient :

$$\sigma = \sum_i n_{ni} \mu_{ni} e \quad [4]$$

avec n_{ni} le nombre d'électrons liés au type de transfert i , μ_{ni} la mobilité liée au transfert i , et e la charge de l'électron.

Le nombre d'électrons total contenus dans la bande de conduction ne varie pas au cours de la compression $\delta n_{ni} = \delta n_L + \delta n_T = 0$, d'où l'expression de la variation relative de conductivité le long de l'axe [100]

$\frac{\delta \sigma}{\sigma} = - \frac{2 \delta n_L}{n} \left(\frac{m_L^* - 1}{m_T^*} \right) \quad [5]$	m_L la masse effective Longitudinale
	m_T la masse effective transversale.

L'équation [5] constitue la base du phénomène de piézo-résistivité dans les semi-conducteurs de type n, la variation de conductivité dépend alors du rapport des masses effectives transversales et longitudinales, soit aussi du rapport des mobilités respectives μ_L et μ_T au travers de la relation

$\frac{m_L^*}{m_T^*} = \frac{\mu_T}{\mu_L}$. En utilisant le constat fait au paragraphe précédent, selon lequel la mobilité dans le silicium

varie peu dans la plage de contrainte où nous sommes (hypothèse de Herring et Voigt), l'effet piezo-résistif ne dépend quasiment que du rapport $\frac{2 \delta n_L}{n}$, soit de la proportion de porteurs longitudinaux par rapport au nombre total de porteurs (ce dernier nombre étant lui aussi indépendant de la contrainte de compression dans la plage des 1-120 MPa).

La conséquence est que la quantité δn_L est positive (remplissage des vallées [100]), la variation relative de conductivité est donc négative, la conductivité décroît donc sous l'application d'une contrainte de compression uni-axiale en substrat N.

En appelant S la contrainte appliquée le long de l'axe [100], le coefficient piezo-résistif π_{XY} représentant la réponse de la conductivité à cette contrainte, peut alors se définir sous la forme :

$$\pi_{XY} = \frac{1}{S_{XY}} \frac{\Delta\sigma_{XY}}{\sigma_{XY}} \quad [6]$$

- Pour un substrat N, nous avons vu comment d'un point de vue microscopique, s'explique le phénomène de piézorésistivité et nous avons montré que ce phénomène provoqué par l'application d'une contrainte, n'apparaît pas à la suite d'une modification de la mobilité des porteurs ou d'un changement du nombre de porteurs. La piézo-résistivité prend majoritairement naissance par modification du niveau d'énergie de la bande de conduction induisant une amélioration du transport le long des vallées énergétiques réparties le long des axes principaux du cristal.

- Pour un substrat P, les états des trous contenus au sommet de la bande de valence sont dégénérés en absence de perturbation, pour $k=0$, comme nous pouvons le voir sur la Figure 3

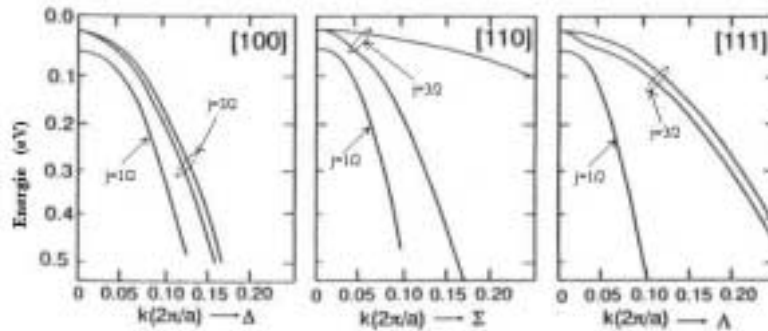


Figure 3 : Schéma de bande de valence du Silicium [Lau]

Dans chacune des directions cristallographiques, nous pouvons donc définir deux populations de porteurs, les trous dits « lourds » (courbe supérieure), et les trous dit « légers » (courbe inférieure) correspondant à l'orbitale $J=3/2$. Sous l'effet d'une contrainte de traction axiale, la dégénérescence est levée, et deux vallées énergétiques ellipsoïdales (vallées) se forment. La bande des trous légers s'abaisse et les trous se redistribuent en direction de la bande supérieure des trous lourds (Figure 3). Le changement de résistivité en substrat P dépend donc en plus d'une modification de la population des trous légers et des trous lourds (ces derniers devenant plus nombreux que les trous légers). Le résultat est une chute de la conductivité lorsque l'on applique une contrainte de traction. L'expression analytique des coefficients piezo-résistifs qui en découle dépendra donc de la modification de la conductivité le long des axes longitudinaux et transversaux des vallées de conduction, apparaissant lors de la levée de dégénérescence.

Pour un substrat P, l'application d'une contrainte ne provoque pas de modification du nombre de porteurs, mais une modification de la mobilité des trous. De plus, comme dans le cas des substrats N, des vallées énergétiques apparaissent rendant la conduction anisotropique.

1.1.3. Influence de la température et du dopage sur les coefficients piezorésistifs

Dans le Silicium, hors application d'une contrainte, nous avons vu que la température et le dopage influençaient de manière directe la conductivité. Le *dopage* influence la conductivité, autant dans le cas d'une augmentation du nombre d'électrons, que dans le cas d'une augmentation du nombre de trous [CAZ]. La dépendance de la mobilité sous contrainte en fonction de la température et du dopage peut alors être déduite de la Figure 4.

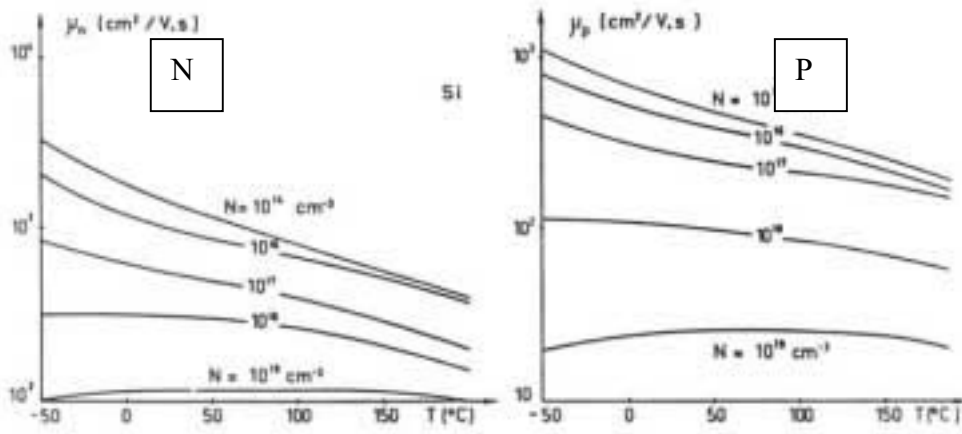


Figure 4 Dépendance de la mobilité au dopage et à la température

Le nombre de porteurs dans du silicium à l'équilibre thermodynamique s'écrit :

$$n_n = 2 \left(\frac{2\pi m_n^* k_b T}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{E_c - E_F}{k_b T}} \quad \text{pour les électrons [7]}$$

$$n_p = 2 \left(\frac{2\pi m_p^* k_b T}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}} e^{-\frac{E_F - E_v}{k_b T}} \quad \text{pour les trous [8]}$$

avec E_c l'énergie de la bande de conduction, E_v celle de la bande de valence, et E_F le niveau d'énergie de Fermi représentant l'état d'équilibre thermodynamique du système. Si le niveau de Fermi se trouve au milieu de la bande d'énergie interdite, ces deux équations sont égales, et se simplifient en l'expression [2] que nous avons vu précédemment. Le dopage en impuretés de type donneurs ou accepteurs modifie la position du niveau de Fermi, et la conséquence directe en est une augmentation ou une diminution du nombre de porteurs dans la bande de conduction ou dans la bande de valence. Pour un substrat de type N, le nombre de porteurs dont il faudra tenir compte dans la relation [5] est donc donné par la relation [7].

Les relations que nous venons de voir nous donnent aussi de précieuses indications sur la dépendance de la mobilité, ainsi que des coefficients piézorésistifs (voir plus loin) à la température. En effet, le niveau de Fermi conditionne la répartition des porteurs puisqu'il indique le niveau pour lequel la probabilité de présence de charge est égale à $\frac{1}{2}$. Au dessus de ce niveau, la présence de porteurs ne dépend plus que de la température (statistique de Fermi-Dirac). Nous avons vu au paragraphe précédent, que la mobilité, dépend de la masse effective du porteur de charge et n'était pas perturbée par l'application d'une contrainte. m_n et m_p ne sont donc pas modifiées par des contraintes de pression. Les relations [7] et [8], dépendantes de m_n et m_p et de leur rapport ne sont donc pas influencées par l'application d'une contrainte de compression. Le nombre de porteurs global dans le matériau ne change pas sous contrainte comme nous l'avions supposé dans le paragraphe précédent. La dépendance de la conductivité à la température, par modification du nombre de porteurs, apparaît par contre de la même manière que dans le cas du silicium intrinsèque.

Qu'en est-il alors sur les coefficients piézo-résistifs du silicium. D'après Pitt et Lees [PIT 69], les mobilités respectives des électrons changeant de vallées énergétiques sont influencées par la température en fonction d'une relation de type :

$$\mu_l \propto T^{\frac{3}{2}} \quad [9]$$

Cette proportionnalité est valable dans le cas du silicium intrinsèque, mais l'exposant $3/2$ doit être remplacé par un exposant $5/2$ dans le cas du silicium dopé N [CAZ].

Les coefficients piézo-résistifs sont définis comme étant l'ensemble des coefficients mettant en relation la variation de conductivité par rapport aux contraintes appliquées. La relation [6] qui nous a permis de définir le coefficient π_{11} est en fait tirée d'une relation tensorielle que nous verrons plus loin, liant le tenseur de variation de conductivité au tenseur de contrainte. Kanda [KAN 82] a démontré que l'on pouvait approcher la dépendance des coefficients piézo-résistifs pour des substrats N et des substrats P par une relation générale

$$\pi_{\alpha\beta}(N,T) = P(N,T) \pi_{\alpha\beta}(300K) \quad [10]$$

avec $\pi_{\alpha\beta}$ les coefficients piézorésistifs, N le nombre de dopants, T la température.

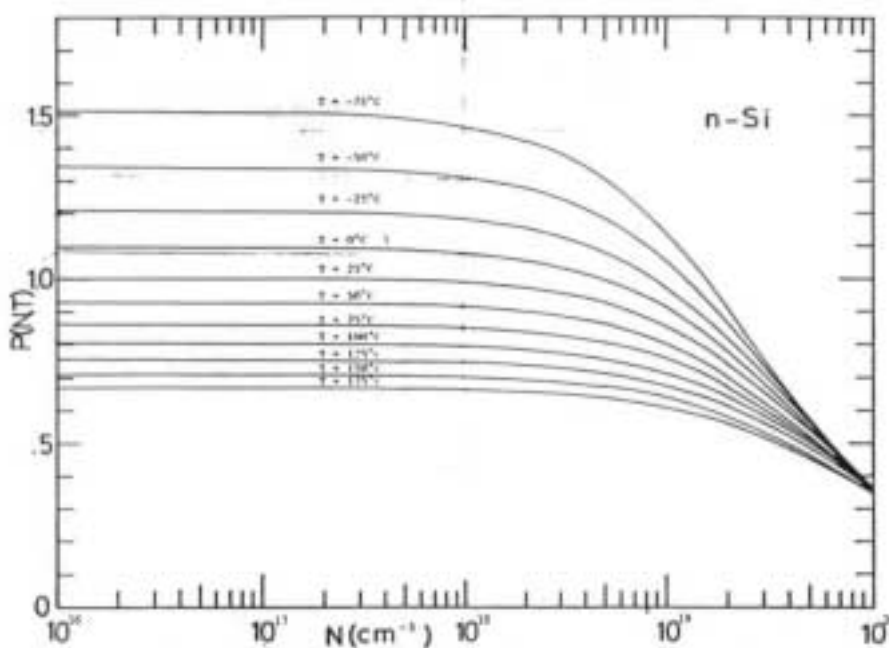


Figure 5 Facteur piézo-résistif sur substrat N

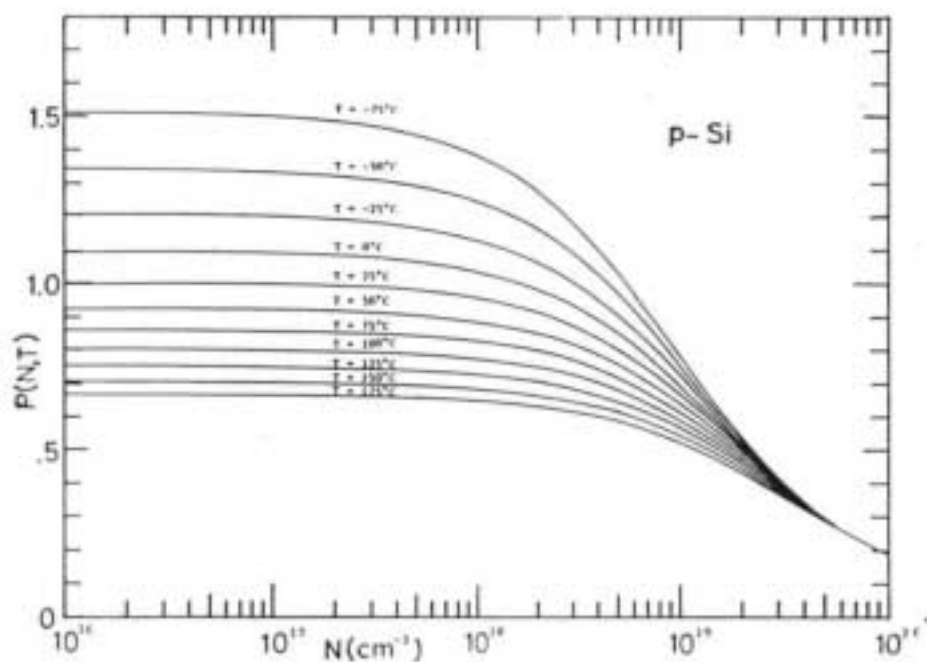


Figure 6 Facteur piézo-résistif sur substrat P

Le facteur $P(N,T)$, dénommé « facteur piézo-résistif » ainsi tabulé permet de relier les coefficients piezo-résistifs obtenus expérimentalement à 300K, à ces mêmes coefficients, quelles que soient les valeurs de T et du dopage. Il faut toutefois pondérer cette affirmation par un constat sur l'efficacité de la méthode dans le cas des substrats de type P, si son dopage dépasse 10^{17} atomes/cm³, car il existe une déviation expérimentale entre ces valeurs calculées et les valeurs tabulées du facteur P. Ces déviations ont été mesurées et sont présentées sur le tableau suivant :

Concentration (at/cm ³)	< 10 ¹⁷ %	5.10 ¹⁸ %	3.10 ¹⁹ %
Température (°C)			
-50	0	+7	-24
0	0	+10	-23
25	0	+13	-21
50	0	+13	-20
100	0	+14	-19
150	0	+13	-9

Tableau 1 Correction des écarts expérimentaux sur substrat P

Ces écarts entre le modèle théorique et le comportement expérimental s'expliquent par l'incertitude sur un des paramètres lié à l'approximation du volume multi-vallées en substrat P.

Il sera utile de quantifier le facteur correctif car les résistances de test que nous avons utilisées sont à base de dopage P.

1.1.4. Aspect macroscopique

Du point de vue expérimental, les résistances implantées dans les semi-conducteurs de test sont utilisées comme indicateurs de seuils de contraintes [rapport Schlum]. Cet effet de Jauge de contrainte, est dans notre application un effet parasite pour nos circuits sous pression. La première perturbation notable sous pression apparaît donc dans l'expression générale de la résistance, qui est de la forme :

$$R = \frac{\rho L}{lh} \quad [11]$$

avec ρ la résistivité, L la longueur de la jauge, l sa largeur, et h sa hauteur. La variation relative de la résistance peut donc s'écrire :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta h}{h} \quad [12]$$

or la déformation transversale est proportionnelle à la déformation longitudinale

$$\frac{\Delta l}{l} = \frac{\Delta h}{h} = -\nu \frac{\Delta L}{L} \quad [13]$$

avec ν le coefficient de Poisson que nous expliciterons plus loin. La variation de résistivité est une fonction de la contrainte σ et du coefficient piezo-résistif π par la relation suivante :

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = \pi \rho = \pi E \frac{\Delta L}{L} \quad [14]$$

avec E le module d'Young. En séparant l'effet de la température et l'effet de la contrainte, nous pouvons exprimer deux expressions de la variation de résistance. La variation de la résistance sous contrainte à pour expression :

$$\frac{\Delta R_{\sigma}}{R_{\sigma}} = \left\{ (1+2\nu) + \pi E \right\} \frac{\Delta L}{L} = \text{facteur de jauge} \cdot \frac{\Delta L}{L} \quad [15]$$

Dans les jauges à semi-conducteur, la variation de la résistance en fonction de la déformation est non-linéaire, et $\frac{\Delta R_{\sigma}}{R_{\sigma}}$ varie en puissance de $\varepsilon = \frac{\Delta L}{L}$ ($\frac{\Delta R_{\sigma}}{R_{\sigma}} = k_1 \cdot \varepsilon + k_2 \cdot \varepsilon^2 + \dots$). Expérimentalement, le terme en πE est généralement prépondérant dans l'expression du facteur de jauge. La variation relative de résistance en fonction de la température est donc donnée par l'expression suivante

$$\frac{\Delta R_T}{R_T} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta S}{S} = \alpha_R \Delta T \quad [16]$$

Comme pour les variations de résistance sous contrainte, la paramètre α_R représente une variation non linéaire de la résistance. Cette expression de la variation de résistance en fonction de la température peut être approximée par un polynôme d'ordre 3, soit :

$$R(T) = a_0 + a_1 \cdot T + a_2 \cdot T^2 + a_3 \cdot T^3 \quad [17]$$

avec $a_0 = R_0$ (résistance à $T=0^\circ\text{C}$), nous pouvons écrire

$$R(T) = R_0(1 + \beta(T)) \text{ donc } \beta(T) = \frac{\Delta R_T}{R_0} \quad [18]$$

La résistance sous contrainte, en fonction de la température, peut donc s'exprimer sous la forme :

$$\frac{\Delta R(\sigma, T)}{R} = \frac{\Delta R(T)}{R_0} + \frac{\Delta R_{\sigma}(T)}{R_0} \quad [19]$$

$$\text{d'où } R(\sigma, T) = R(T) + \Delta R_{\sigma}(T) = R(T) \left[1 + \frac{\Delta R_{\sigma}(T)}{R(T)} \right] \quad [20]$$

Le terme R(T) est déterminé expérimentalement lors de la calibration de la jauge.

L'effet piézorésistif se manifeste par la variation de résistivité sous l'action de contraintes mécaniques. D'après l'équation [6], et pour une plus grande clarté de l'exposé, nous utiliserons la variation de résistivité à la place de la variation de conductivité.

$$\rho = \frac{1}{\sigma} \text{ et } \frac{\Delta\rho}{\rho} = -\frac{\Delta\sigma}{\sigma} \quad [21]$$

L'équation [6] devient

$$\pi_{XY} = -\frac{1}{\sigma_{XY}} \frac{\Delta\rho_{XY}}{\rho_{XY}} \quad [6]$$

Les contraintes axiales sont alors notées $\sigma_{\alpha\beta}$. Pour de faibles niveaux de contraintes, la relation tensorielle contrainte-résistivité a une forme linéaire :

$$\rho_{ij} = \rho_{ij}^0 + \Pi_{ijkl}\sigma_{kl} \quad [22]$$

avec Π_{ijkl} le tenseur de piézo-résistivité, ρ_{ij}^0 le tenseur de résistivité sans contraintes et σ_{kl} le tenseur de contraintes. Les propriétés de symétrie des tenseurs de résistivité et de contraintes permettent de réduire les expressions indicielles. On obtient alors une expression tensorielle de la forme :

$$\frac{\Delta\rho_a}{\rho} = \pi_{\alpha\beta}\sigma_{\beta} \quad [23]$$

avec $ij \Rightarrow \alpha$ et $kl \Rightarrow \beta$, $\bar{\rho}$ étant la résistivité moyenne du silicium, dont la dépendance à la température, à la pression et au dopage a été explicitée au paragraphe précédent. Compte tenu des propriétés de symétries du silicium (système cubique à structure diamant), le tenseur de piézo-résistivité prend la forme :

$$\left[\Pi_{\alpha\beta} \right] = \begin{bmatrix} \pi_{11} & \pi_{12} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{11} & \pi_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \pi_{12} & \pi_{12} & \pi_{11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \pi_{44} \end{bmatrix} \quad [24]$$

Si l'on définit l'orientation de la résistance par un vecteur $\vec{n} = l\vec{e}_1 + m\vec{e}_2 + p\vec{e}_3$ où les vecteurs \vec{e}_1, \vec{e}_2 et \vec{e}_3 sont les vecteurs directeurs des axes (X_1, X_2, X_3) du repère associé à la puce, la densité de courant traversant la résistance s'écrit $\vec{J} = J\vec{n}$ [25]. S étant la section du conducteur, $J=I/S$. Or $E=\vec{\rho}J$ (notation tensorielle). En intégrant le champ électrique le long de la résistance, on obtient le potentiel V à ses bornes :

$$V = \int_0^L \vec{E} \cdot d\vec{L} \quad [26]$$

avec $d\vec{L} = (ldx_1, m dx_2, p dx_3)$. La résistance sous contrainte est obtenue en faisant le rapport V/I :

$$R_{\sigma} = \frac{\bar{\rho}L}{S} \left[\frac{1 + (\pi_{11}\sigma_{11} + \pi_{12}(\sigma_{22} + \sigma_{33}))l^2 + (\pi_{11}\sigma_{22} + \pi_{12}(\sigma_{11} + \sigma_{33}))m^2 + (\pi_{11}\sigma_{33} + \pi_{12}(\sigma_{11} + \sigma_{22}))p^2}{+2\pi_{44}(\sigma_{12}lm + \sigma_{13}lp + \sigma_{23}mp)} \right] \quad [27]$$

L'expression générale du rapport $\frac{\Delta R_{\sigma}(T)}{R(T)}$ dans le repère (X_1, X_2, X_3) est donc la suivante :

$$\frac{\Delta R_{\sigma}(T)}{R(T)} = \frac{(\pi_{11}\sigma_{11} + \pi_{12}(\sigma_{22} + \sigma_{33}))l^2 + (\pi_{11}\sigma_{22} + \pi_{12}(\sigma_{11} + \sigma_{33}))m^2 + (\pi_{11}\sigma_{33} + \pi_{12}(\sigma_{11} + \sigma_{22}))p^2}{+2\pi_{44}(\sigma_{12}lm + \sigma_{13}lp + \sigma_{23}mp)} \quad [28]$$

Dans un référentiel quelconque, compte tenu de la relation de changement de repère des tenseurs :

$(X_1, X_2, X_3) \rightarrow (X'_1, X'_2, X'_3)$ implique $\pi'_{ijkl} = a_{im} a_{jn} a_{ko} a_{lp} \pi_{mnop}$ avec a_{ij} la matrice de rotation, dont les coefficients sont les cosinus directeurs entre les différents axes des deux repères

La variation relative de résistance devient :

$$\frac{\Delta R\sigma(T)}{R(T)} = (\pi'_{1\alpha} \sigma'_\alpha)^2 + (\pi'_{2\alpha} \sigma'_\alpha)^2 + (\pi'_{3\alpha} \sigma'_\alpha)^2 + \quad [29]$$

$$2(\pi'_{4\alpha} \sigma'_\alpha) m' + 2(\pi'_{5\alpha} \sigma'_\alpha) m' p' + 2(\pi'_{6\alpha} \sigma'_\alpha) l' m'$$

ou $\pi'_{i\alpha}$ et σ'_α sont les tenseurs de piézo-résistivité et de contraintes, transformés par le changement de repère. Pour appréhender le comportement des échantillons que nous avons testés expérimentalement, nous devons établir l'expression des variations relatives de chaque résistance sous contraintes pour un substrat d'orientation cristalline [100]. En effet, comme nous pouvons le voir sur la Figure 7, le repère cristallographique (X_1, X_2, X_3) qui nous a permis d'établir la première expression de la variation de résistance, ne correspond pas au repère que nous pouvons associer aux puces de test que nous décrivons plus loin, et dont l'orientation de découpe s'est faite par rapport au méplat du wafer. Ceci nous montre l'obligation de passer par un changement de repère pour l'expression $\frac{\Delta R\sigma(T)}{R(T)}$.

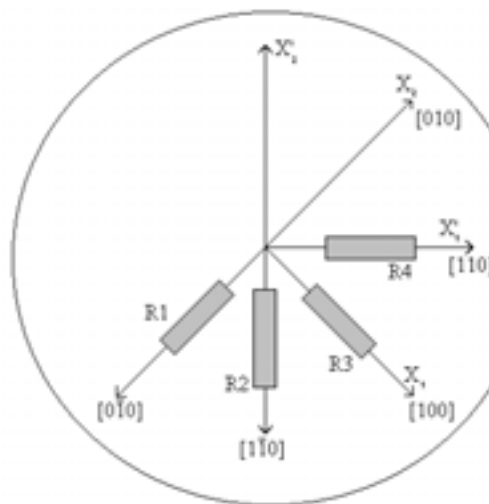


Figure 7 Orientation des résistances d'une jauge sur un substrat [100]

L'expression utile des variations relatives de résistances est exprimée dans le repère (X'_1, X'_2, X'_3) . La matrice de rotation prend donc la forme suivante :

$$[a_{ij}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ -\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [30]$$

Le tenseur de piézo-résistivité modifié permet d'obtenir en utilisant [29], sachant qu'avec le vecteur X3 normal à la surface du silicium $p=p'=0$

$$\frac{\Delta R_i \sigma(T)}{R_i(T)} = \left[\left(\frac{\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44}}{2} \right) \sigma'_{11} + \left(\frac{\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44}}{2} \right) \sigma'_{22} \right] l'^2 + \left[\left(\frac{\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44}}{2} \right) \sigma'_{11} + \left(\frac{\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44}}{2} \right) \sigma'_{22} \right] m'^2 + \pi_{12} \sigma'_{33} + 2(\pi_{11} - \pi_{12}) \sigma'_{12} l' m' \quad [31]$$

Les indices l' et m' modifiés par la rotation permettent d'exprimer pour chaque résistance, les variations relatives que nous recherchons, en fonction des orientations cristallines :

$$l' = \cos(\Phi) \text{ et } m' = \sin(\Phi)$$

pour R1 : $\Phi = -3\pi/4$ d'où $l'_1 = \frac{-1}{\sqrt{2}}$ et $m'_1 = \frac{-1}{\sqrt{2}}$.

pour R2: $\Phi = -\pi/2$ d'où $l'_2 = 0$ et $m'_2 = -1$.

pour R3: $\Phi = -\pi/4$ d'où $l'_3 = \frac{1}{\sqrt{2}}$ et $m'_3 = \frac{-1}{\sqrt{2}}$.

pour R4: $\Phi = 0$ d'où $l'_4 = 1$ et $m'_4 = 0$.

d'ou l'expression par résistance :

$$\frac{\Delta R_1 \sigma(T)}{R_1(T)} = \frac{1}{2} \sigma_{11}(\pi_{11} + \pi_{12}) + \frac{1}{2} \sigma_{22}(\pi_{11} + \pi_{12}) + \pi_{12} \sigma_{33} - \sigma_{12}(\pi_{12} - \pi_{11}) \quad [32]$$

$$\frac{\Delta R_2 \sigma(T)}{R_2(T)} = \frac{1}{2} \sigma_{11}(\pi_{11} + \pi_{12} - \pi_{44}) + \frac{1}{2} \sigma_{22}(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44}) + \pi_{12} \sigma_{33} \quad [33]$$

$$\frac{\Delta R_3 \sigma(T)}{R_3(T)} = \frac{1}{2} \sigma_{11}(\pi_{11} + \pi_{12}) + \frac{1}{2} \sigma_{22}(\pi_{11} + \pi_{12}) + \pi_{12} \sigma_{33} + \sigma_{12}(\pi_{12} - \pi_{11}) \quad [34]$$

$$\frac{\Delta R_4 \sigma(T)}{R_4(T)} = \frac{1}{2} \sigma_{11}(\pi_{11} + \pi_{12} + \pi_{44}) + \frac{1}{2} \sigma_{22}(\pi_{11} + \pi_{12} - \pi_{44}) + \pi_{12} \sigma_{33} \quad [35]$$

Nous pouvons établir une équivalence entre la dénomination des jauges utilisées lors des mesures, et les différentes expressions énumérées ci-dessus.

$$R_x = R_4 \quad R_y = R_2 \quad R_{xy} = R_1$$

La Figure 8 suivante nous montre la nomenclature des contraintes appliquées sur un volume de forme cubique.

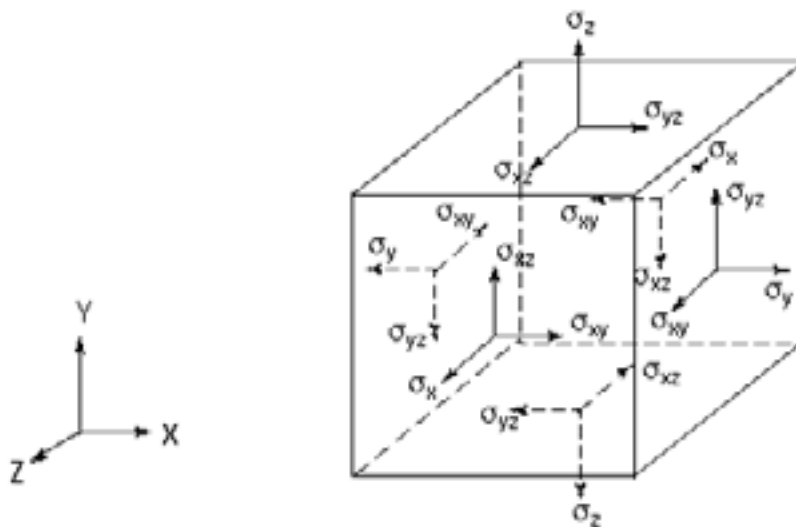


Figure 8 Nomenclature des contraintes sur un volume cubique

Une contrainte σ_{ij} , pour laquelle les indices i et j sont égaux (σ_{11}, σ_{22} , etc ...) représente une contrainte de traction-compression. Il s'agit sur la Figure 8 des contraintes notées $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$. Les contraintes de cisaillement sont les contraintes pour lesquelles $i \neq j$. La contrainte σ_{12} est par exemple la composante de la contrainte de cisaillement selon l'axe 1, cisaillement défini sur le plan perpendiculaire à l'axe 2. Supposons la composante σ_{yz} . Il s'agit de la composante suivant l'axe y de la contrainte de cisaillement appliquée au plan perpendiculaire à l'axe z . Les variations relatives des résistances d'une jauge de contrainte diffusée dans un substrat d'orientation cristalline [100] sont dues, d'après le système d'équations [32] à [35] uniquement aux composantes de traction-compression ($\sigma_{11}, \sigma_{22}, \sigma_{33}$), et à la composante de cisaillement σ_{12} . De plus nous nous plaçons, dans le cadre de notre application, dans le cas d'une contrainte isostatique. Ceci veut dire que nous utilisons les hypothèses simplificatrices :

$$\sigma_{11} = \sigma_{22} = \sigma_{33} \quad [36]$$

$$\sigma_{12} = 0 \quad [37]$$

Les équations de jauges deviennent alors :

$$\frac{\Delta R_X}{R_X} = \frac{\Delta R_Y}{R_Y} = \frac{\Delta R_{XY}}{R_{XY}} = (\pi_{11} + 2\pi_{12}) \cdot \sigma \quad [38]$$

Le coefficient $(\pi_{11} + 2\pi_{12})$ est le coefficient piezo-résistif isostatique des jauges de contraintes à semi-conducteur, qu'il s'agissent de substrats N ou de substrats P. La variation en température et en fonction du dopage que nous avons vu au paragraphe précédent des termes en π nous permettra donc d'appréhender le comportement expérimental d'une puce sous contraintes combinées pression-température.

1.1.5. Résultats expérimentaux

La puce de test que nous avons utilisée dans notre étude est un système dédié à la caractérisation des contraintes dans les assemblages. Cette puce, conçue par la National Microelectronics Research Center, est nomenclaturée sous la référence PMOS4. Elle dispose de jauges de contraintes à semi-conducteurs, de jauges de températures (jonction PN), et de structure de test de corrosion.

Les spécifications du fabricant sont les suivantes :

- Substrat : Orientation cristalline <100>
Substrat N 2 à 4 ohms-cm ($0.5e15$ à $3e15$ at/cm³)
Diffusions P+ R = 110 ohms par carré
Epaisseur : $500 \mu\text{m} \pm 25 \mu\text{m}$
Process : PMOS avec Diffusions N+ locales
- Puce : Taille : 10x5 mm
Largeur des pistes : $100 \mu\text{m}$
Nombre de pads : 117
Largeur de pad : $100 \mu\text{m}$
- Jauges de Contraintes : 6x3 constituées de trois résistances (valeur typique 1Kohm) voir plus loin
- Jauge de Températures : 3 diodes (par polarisation inverse des points milieu des diffusions P+ des résistances de trois des jauges de contraintes).

La Figure 9 montre la localisation des différentes jauges étudiées, celle ayant été calibrées étant représentées en noir.

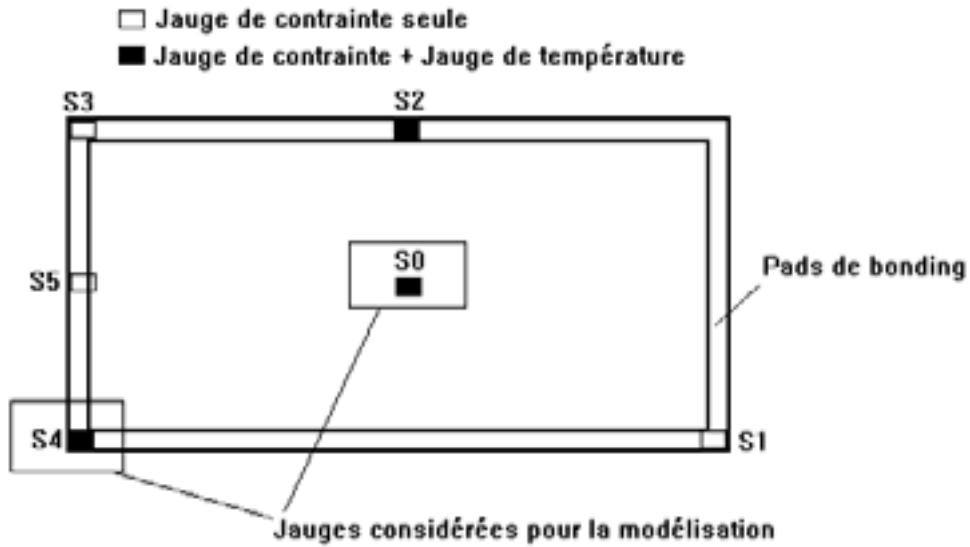


Figure 9 Structure et localisation de jauges étudiées sur la puce de test

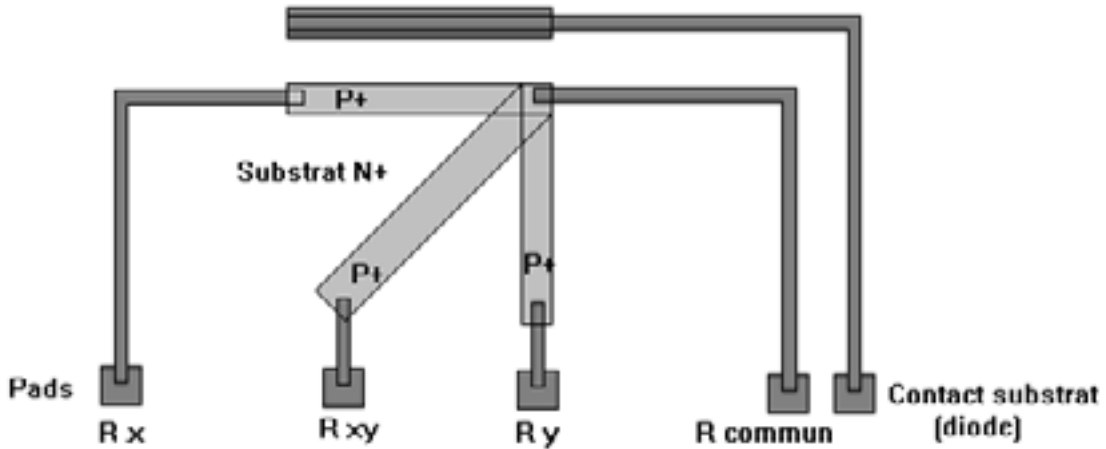


Figure 10 Structure d'une jauge de contrainte

Les jauges étudiées sont de type P, dont le dopage modéré permet un compromis acceptable entre la sensibilité aux contraintes (principalement dûs au dopage), et l'immunité des coefficients piézo-résistifs aux variations de température. Les résistances R_x , R_y et R_{xy} sont orientées selon les axes cristallins décrits au paragraphe précédent. Elles sont reliées entre elles par un point commun visible sur la Figure 10. Les diffusions P sont réalisées dans le substrat N. Cette construction permet de bénéficier à la fois des trois résistances servant de jauge de contrainte, mais aussi d'une jonction PN dont l'anode est le point commun des résistances. La cathode est réalisée par une prise de contact dans une diffusion N+ locale. Cette jonction ayant pour rôle principal de servir de sonde thermique au voisinage des jauges de contraintes. Une coupe longitudinale de la résistance R_y permet de voir la structure de l'ensemble Jauge-Jonction (Figure 11).

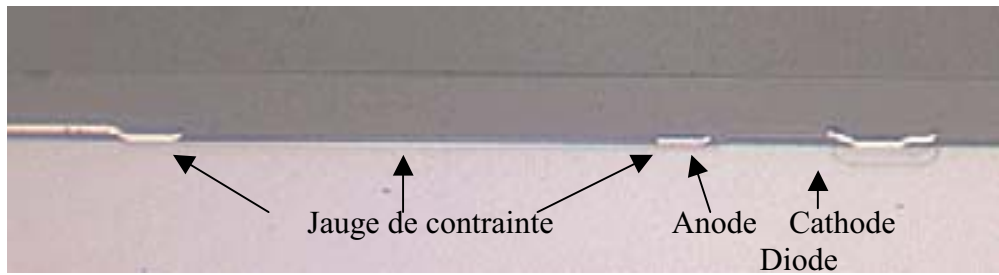


Figure 11 : Vue d'ensemble en coupe optique longitudinale montrant la structure d'une jauge (Cliché Thomson TTM)

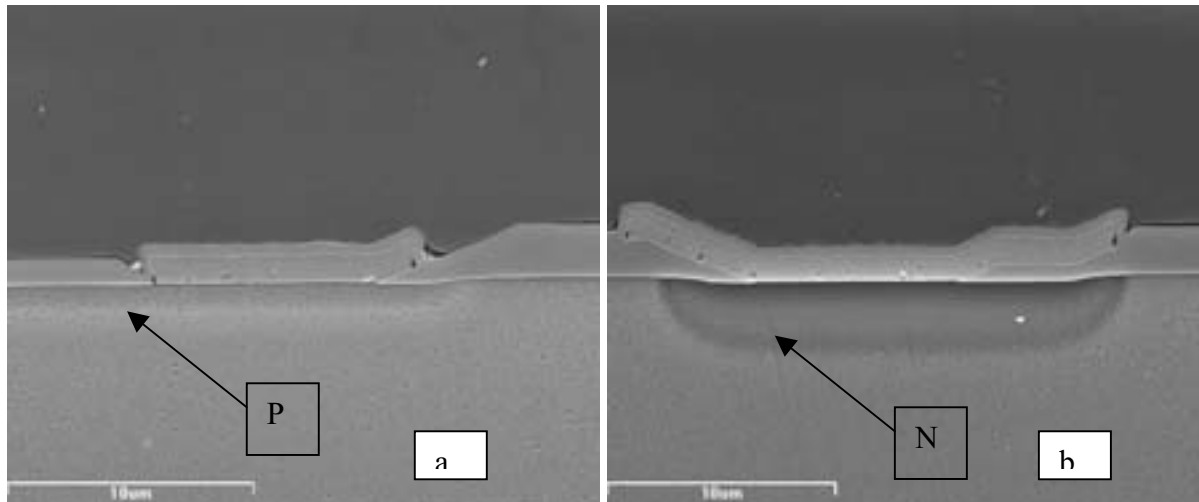


Figure 12 Images au microscope électronique profil de diffusion P (a) et diffusion N (b) (Cliché Thomson TTM)

Sur la Figure 12 (a), la diffusion P a été révélée, ainsi que la prise de contact commune aux trois jauges, et constituant aussi l'anode de la diode. La profondeur mesurée de cette couche est de $1.25\mu\text{m} \pm 5\%$. Soit en utilisant la relation [11] chapitre I, et la valeur de R donnée par le constructeur, nous obtenons une valeur de $\rho = 1.37 \cdot 10^{-2} \Omega \cdot \text{cm}$ d'où en utilisant les tables de variation de la résistivité à 300°C en fonction du dopage, il en résulte un dopage P de :

$$N_A = 10^{19} \text{ atomes/cm}^3 \text{ environ}$$

Sur la Figure 12 (b), la diffusion N+ constitue la cathode de la diode de température. La profondeur de diffusion est ici de $3.3\mu\text{m} \pm 5\%$.

La procédure de calibration, dans le domaine d'utilisation des jauges, nécessite des précautions particulières quant à la polarisation de la structure (condition exprimée Figure 13). En effet, la configuration simple de la jauge étant particulièrement sensible aux effets thermiques sur les diodes parasite d1 et d2, l'obtention d'un comportement de jauge se fait aux conditions d'une polarisation spécifique relevée sur la Figure 13.

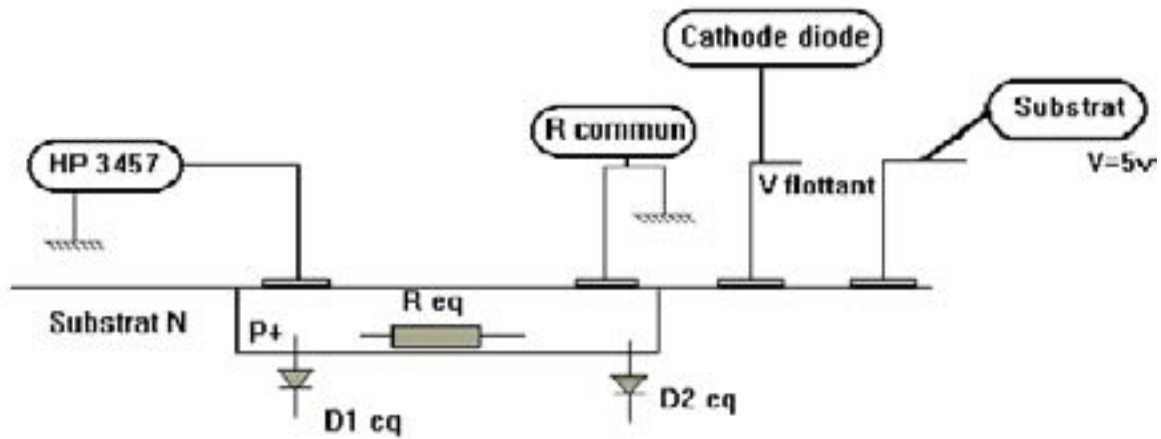


Figure 13 Configuration de la polarisation des jauges de contraintes

La puce est montée en boîtier céramique. Les prises de potentiel de substrat ont été faites en périphérie de chacune des puces. Un résultat similaire aux mesures effectuées avec ces prises substrat est obtenu en utilisant la cathode de la diode de température des deux jauges (prise de substrat local). La diode D2 équivalente, lorsqu'elle est polarisée correctement (Figure 14), permet la lecture de la température.

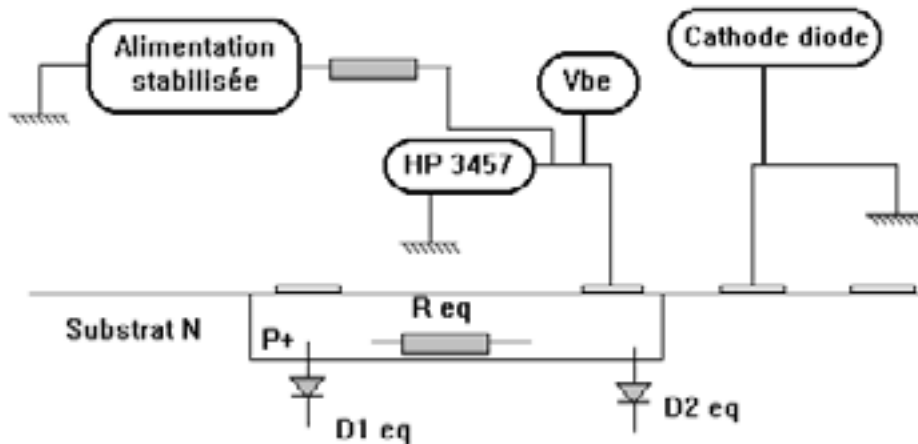


Figure 14 Polarisation de la jonction PN étalon en température

Le substrat est polarisé à 5 Volts en mode lecture de la résistance, de manière à bloquer les diodes d1 et d2. L'ensemble des mesures de résistances est réalisé à courant constant (50µA). Pour ce courant d'injection, l'erreur instrumentale sur la valeur de résistance est de ± 0.5Ω, soit 0.1% de la valeur nominale de résistance, ce qui est suffisant pour une lecture des contraintes.

Le paramètre fondamental de l'étude des variations de contraintes sur la jauge, est le coefficient de température des résistances, découlant de la relation [16].

$$C = \frac{\Delta R_T}{R_T} \quad [39]$$

La calibration des jauges a consisté en l'évaluation des coefficients du polynôme d'interpolation de la relation [17]. Ce paramètre a été mesuré pour des températures variant de 30 à 220 degrés Celsius. L'évaluation de l'erreur systématique sur la Figure 16 est obtenue en considérant la valeur littérale du coefficient de température de la diode:

$$\Delta C/C = 2\Delta R/(R(T+AT)-R(T)) + \Delta(AT)/AT + \Delta R(T)/R(T) \quad [40]$$

le pas de mesure ΔT est de 10°C , $\Delta R = 0.5\Omega$, et $\Delta T = 1^\circ\text{C}$ compte tenu de l'erreur propre du thermocouple et du gradient de température dans le liquide de couplage hydrostatique, qui même s'il reste faible, n'est toutefois pas négligeable. Si l'on considère l'expression de C , si ΔT tend vers 0, C devient la dérivée de la variation de R fonction de T . Les graphes suivants sont obtenus après interpolation de la variation de R pour les jauges $S0$ et $S4$ (Figure 15), puis par dérivation du polynôme (dR/R) et ajout de l'erreur calculée sur cette interpolation.

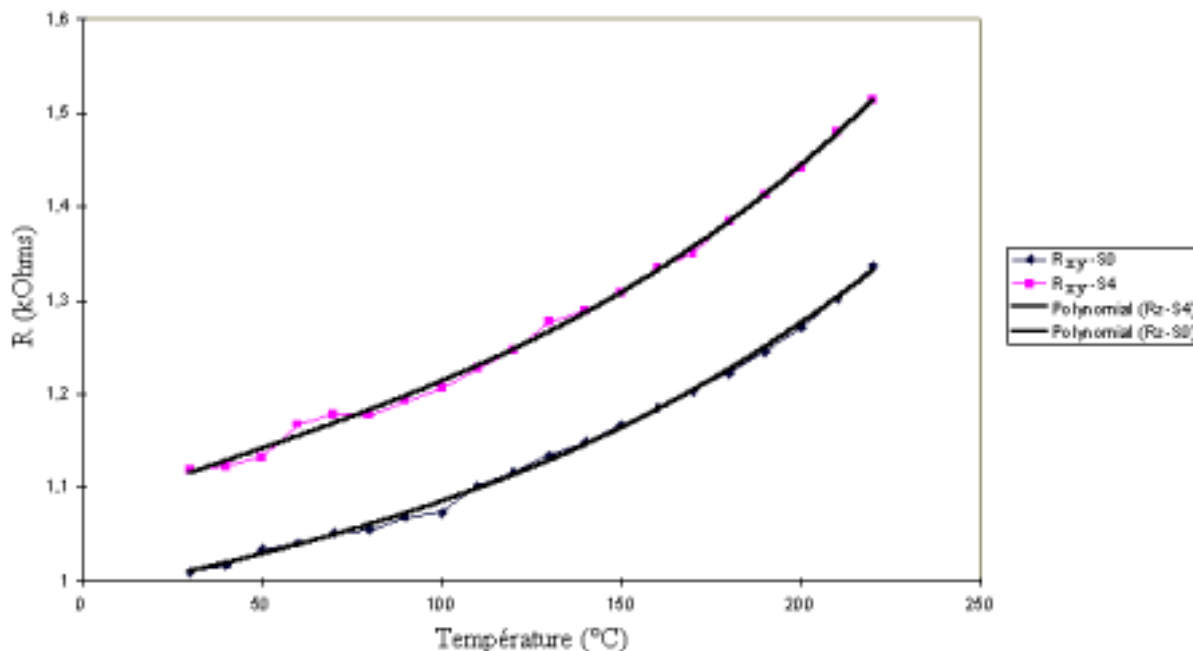


Figure 15 Mesure et interpolation des jauges R_{XY} sur $S0$ et $S4$.

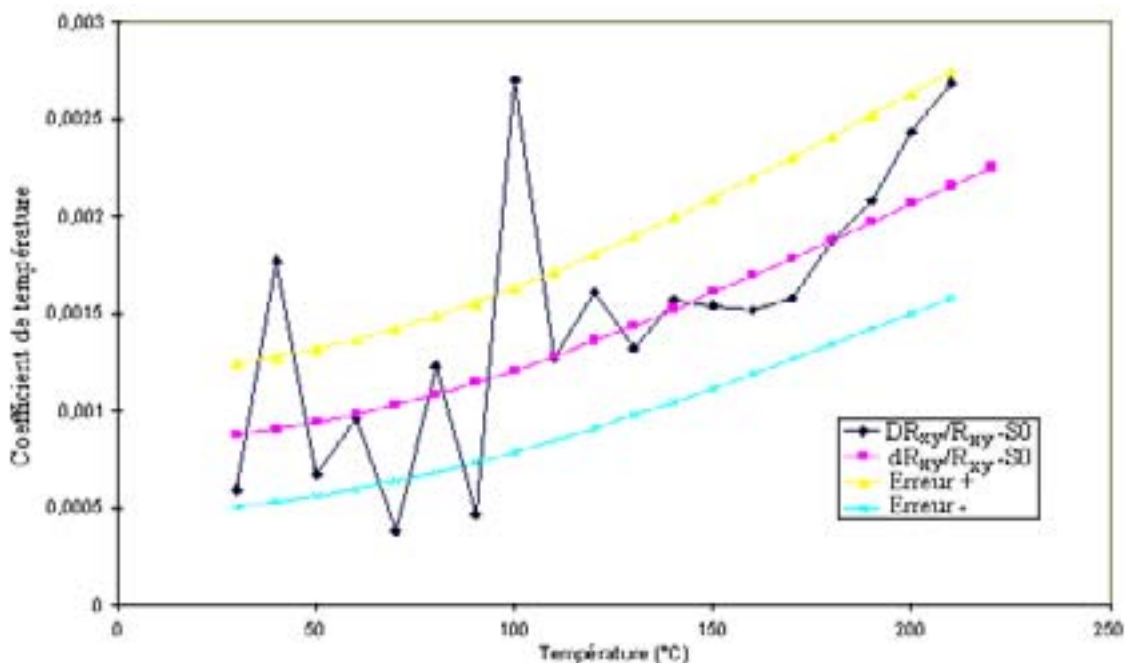


Figure 16 Coefficient thermique des jauges de contraintes mesurées et extrapolées

Sur la Figure 16, nous pouvons voir, pour la jauge $S0$, le coefficient mesuré dR_{xy}/R_{xy} , et ce même coefficient (dR_{xy}/R_{xy}) extrapolé en utilisant l'expression de la variation de R_{xy} en température.

Les coefficients des polynômes d'interpolation des résistances de jauges sont regroupés dans le Tableau 2

Puce flottante	S0			S4		
	Rx-S0	Ry-S0	Rxy-S0	Rx-S4	Ry-S4	Rxy-S4
Coeff Poly						
a3	2,042E-08	2,466E-08	1,392E-08	2,881E-08	1,033E-08	2,382E-08
a2	-1,86E-06	-3,54E-06	3,474E-07	-5,24E-06	4,237E-06	-2,51E-06
a1	0,0009952	0,0011586	0,0008276	0,001675	0,000947	0,0013951
a0	0,978667	0,958709	0,984484	1,03667	1,06228	1,07459
Erreur moy %	0,3515643	0,3302573	0,3327966	0,4636038	0,4381088	0,3696977
	Ecart type					
	0,0047901	0,0045694	0,0045758	0,006375	0,0070741	0,0058705
	Corrélation					
	0,9987782	0,9988457	0,9989354	0,9984142	0,9989327	0,9988351

Tableau 2 Coefficients des polynômes d'interpolation des résistances de jauges

Nous avons donc, à l'aide de ces évaluations une estimation du comportement de la quantité R(T)

Le comportement des jauges sous contraintes hydrostatiques a été étudié pour 3 paliers de température (20, 66 et 175°C), et 6 paliers de compression (0.1, 10, 20, 30, 50, 60, 120 Mpa). Dans le cas d'un substrat P, les valeurs de $(\pi_{11}+2\pi_{12})$ sont positives [SMI 54], la contrainte de compression ayant un signe négatif, l'expression [38] conduit à une variation relative de résistance négative, soit une diminution de la valeur de la résistance. Par le calcul, nous pouvons voir sur le Tableau 3 les variations des valeurs de coefficients piézo-résistifs tenant compte des valeurs extraites Figure 6, des corrections expérimentales du Tableau 1, et en prenant comme valeurs de base, les caractéristiques d'un substrat Silicium faiblement dopé P, $(1,8 \cdot 10^{15} \text{ atomes/cm}^3)$. Ce substrat, décrit par Smith [SMI 54] présente les caractéristiques suivantes :

$$\begin{aligned} \pi_{11}(300^\circ\text{K}) &= +6,6 \cdot 10^{-5} / \text{MPa} \\ \pi_{12}(300^\circ\text{K}) &= -1,1 \cdot 10^{-5} / \text{MPa} \\ \pi_{44}(300^\circ\text{K}) &= +138,6 \cdot 10^{-5} / \text{MPa} \end{aligned}$$

Soit une valeur du coefficient de compression de

$$\pi_{11}+2 \cdot \pi_{12} = 4,4 \cdot 10^{-5} / \text{Mpa}$$

On rappelle que le dopage de nos jauges est de 10^{19} environ. A titre indicatif, pour un substrat N, ce coefficient est de $4.9 \cdot 10^{-5} / \text{Mpa}$.

Température e	P(N,T)	Correction expérimentale (%)	P(N,T) corrigé	π_{11} (10 ⁵ /Mpa)	π_{12} (10 ⁵ /Mpa)	$\pi_{11}+2.\pi_{12}$ (10 ⁵ /Mpa)	$\frac{\Delta R_x \sigma(T)}{R_x \sigma(T)}$ théorique (%)
20°C	0.68	-21	0.537	3.545	-0.59	2.365	-0.28
66°C	0.6	-20	0.48	3.268	-0.528	2.112	-0.25
175°C	0.51	-9	0.398	2.626	-0.438	1.75	-0.21

Tableau 3 Evaluation théorique des coefficients piézo-résistifs aux paliers de températures expérimentaux

Le comportement de la jauge en compression est linéaire. C'est pourquoi dans le Tableau 4 ne sont présentées que les valeurs extrêmes des variations de la valeur de jauge. Ce tableau regroupe les résultats expérimentaux de chute des valeurs de la résistance R_x ($\pm 0.1\Omega$), mesurée sur la jauge S0, pour des variations de pression de 1 à 1200 bars et pour 3 températures. Les températures indiquées sur le Tableau 4 ont été relevées à l'aide de la jonction PN associée. D'après l'équation [38], les trois résistances de la jauge ont un comportement identique. Nous présentons ici le résultat obtenu sur la résistance R_x dont le comportement sous pression isostatique est identique aux autres jauges mesurées.

R_x	0.1 Mpa	120 Mpa	$\frac{\Delta R_x \sigma(T)}{R_x \sigma(T)}$ expérimenta (%)
20°C	997.9 Ω	994.7 Ω	-0.32
66°C	1042.6 Ω	1040.03 Ω	-0.247
174°C	1201.6 Ω	1199.1 Ω	-0.208

Tableau 4 : Variation expérimentale de résistance de jauge sous pression pour différentes températures

Les variations relatives de résistances $\frac{\Delta R_x \sigma(T)}{R_x \sigma(T)}$ mesurées sont comparables aux valeurs obtenues

théoriquement. Les écarts entre mesures et valeurs théoriques peuvent notamment être expliqués par l'incertitude sur la valeur du coefficient de correction expérimental donné dans la littérature [KAN 82]. On constate immédiatement à la lecture des résultats, que la variation prépondérante de valeur de résistance vient de la contrainte de température. L'expression de la valeur de résistance issue des équations [20] et [38] permettent d'écrire :

$$R(P,T) = R(T) + \Delta R_P(T) = R(T) [1 + (\pi_{11}(T) + 2\pi_{12}(T))P] \quad [41]$$

Cette expression résume donc le comportement d'une résistance implantée sur silicium, en fonction de la température et en fonction de la pression. Toutefois, le comportement du silicium, que nous avons étudié en dopage de type P, mais dont le comportement théorique semble être de même amplitude dans la gamme de pression de nos prototypes, est peu influencé par des seuils de contraintes inférieurs à 1200 bar. Nous allons voir maintenant sur une jonction PN quelle peut être l'influence du comportement du silicium sous pression.

1.1.6. Comportement de Jonction

Dans le cas d'une jonction PN, le comportement de la diode est donné par une loi globale de la forme :

$$I = I_0 \left[e^{\frac{V_a}{U_T}} - 1 \right] \quad [42] \text{ avec } U_T = 26\text{mV, } V_a \text{ la tension de polarisation}$$

et I_0 le courant de saturation de la diode, de la forme :

$$I_0 = qA_j n_i^2 \left[\frac{1}{N_D} \frac{D_P}{L_P} \coth\left(\frac{W'_N}{L_P}\right) + \frac{1}{N_A} \frac{D_N}{L_N} \coth\left(\frac{W'_P}{L_N}\right) \right] \quad [43]$$

avec A_j la section de diode, D_p et D_N les coefficients de diffusion de porteurs, L_p et L_n les longueurs de debye associées aux porteurs, W'_N et W'_p les longueurs de zones non déplétées respectivement en substrat N et en substrat P. Une approche approfondie nous montre que dans la plage de variation 1 à 120 MPa, les facteurs A_j , W'_N et W'_p , L_n et L_p varient peu ou leur domaine de variation est négligeable. Les coefficients de diffusion de porteurs sont liés au nombre respectif de trous et d'électrons or nous avons vu précédemment que ce nombre n'est pas modifié par l'application d'une contrainte. On peut donc penser que le comportement de jonction sera faiblement affecté par la contrainte de pression isostatique.

Expérimentalement, la caractérisation des jauges de température correspond à une mesure des caractéristiques de l'une des diodes qui jusqu'ici, avait été considérée comme parasite, la diode D2. Un relevé de I_d fonction de V_d (Figure 17 Caractéristique I(V) de la diode D2 à 25°C permet de connaître le point de polarisation pour lequel on se situe en zone de conduction.

Caractéristique de la diode D2

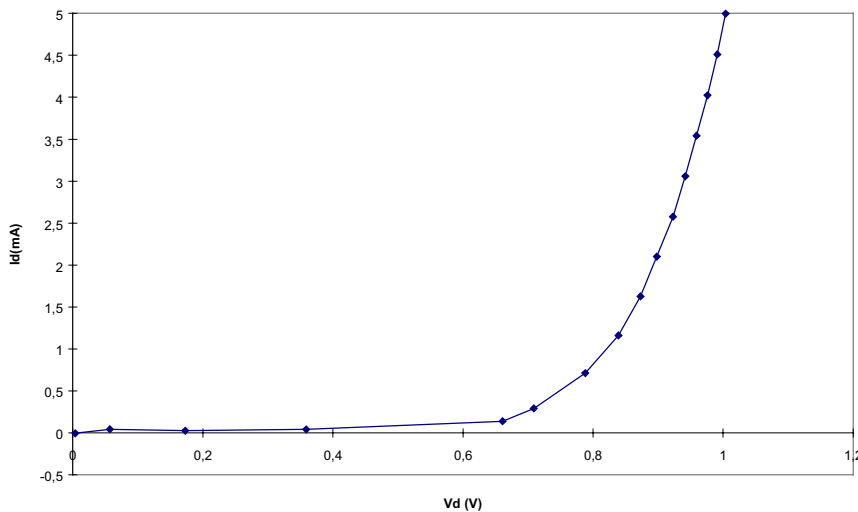


Figure 17 Caractéristique I(V) de la diode D2 à 25°C

Pour étudier la dérive thermique, nous avons utilisé un courant d'injection de 2.1 mA. Les mesures présentées sont celle de la jauge S0.

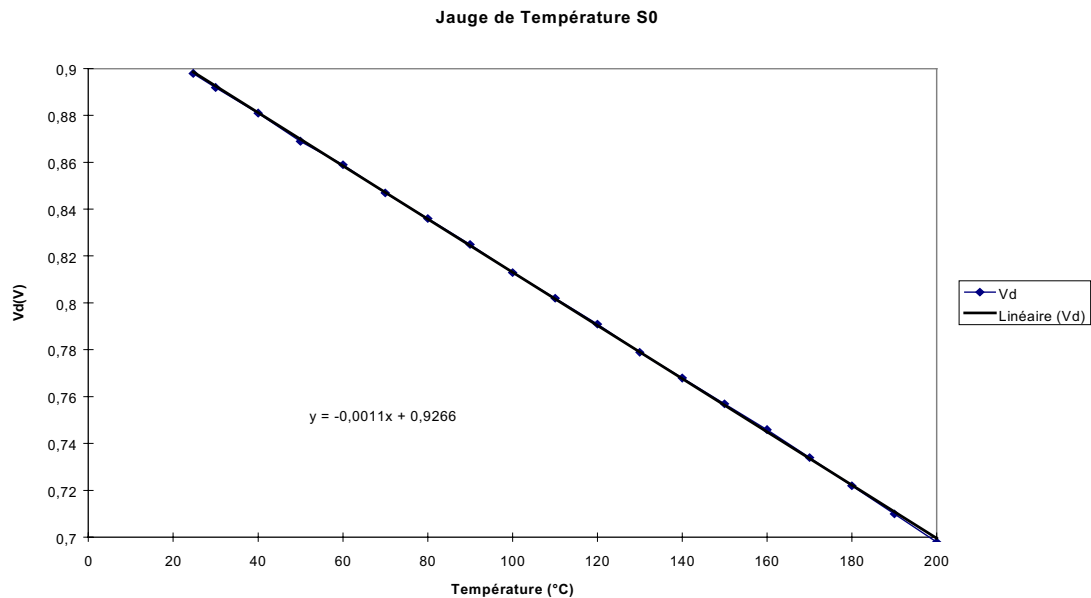


Figure 18 Caractérisation thermique et interpolation du comportement de la jonction

La modélisation de Vd nous a permis d'estimer la température en différents points de la puce, au voisinage des jauges de contraintes lors des essais de mise sous contraintes.

Lors des essais de mise sous contraintes de la jonction, nous n'avons constaté aucune variation du profil de la courbe en I(V), dont l'amplitude dépasse la marge d'erreur de mesure. **On peut donc considérer que le comportement d'une jonction PN latérale telle que celle étudiée sur la puce de test PMOS4 ne subit pas de variation de propriété électrique dans la plage de pression isostatique (1 à 1200 bar) à laquelle nous l'avons testée.**

En conclusion de ce paragraphe, nous pouvons considérer que l'invariance de comportement électronique des fonctions élémentaires que nous avons pu tester au cours de cette étude semble plus proche de la deuxième hypothèse du Paragraphe 1 que de la première, c'est à dire une quasi-immunité de comportement du silicium aux contraintes de compression isostatique dans la plage de travail des outils que nous avons caractérisés.

Les variations comportementales imputables au fonctionnement des composants actifs sous contraintes combinées pression-température sont extrêmement faibles face à ces mêmes variations mesurées sous la seule contrainte de température. Pour valider ce constat, nous avons appliqué un palier continu à 120 MPa et 175°C sur un Amplificateur Opérationnel du même type que celui utilisé dans les ARTM (OP470), monté en inverseur. Nous avons pu vérifier sur une durée de 1000 heures l'invariance de la fonction et que la contrainte de pression a peu d'impact sur le comportement des éléments actifs de nos prototypes.

Il serait intéressant, pour valider cette affirmation de poursuivre une étude similaire sur des fonctions plus complexes (Transistors Verticaux et latéraux, Composants passifs implantés).

2. Comportement des composants passifs

2.1. Technologies mises en œuvre

Une utilisation d'un nombre important de composants passifs (19) est nécessaire au bon fonctionnement du préamplificateur qui nous sert de prototype (véhicule de test). Il est donc important de vérifier le comportement de ces composants soumis à de fortes pressions. Le circuit possède 7 résistances couches épaisses (gain et filtrage du deuxième et troisième étage), 3 résistances couches mince (résistances de gain du premier étage d'amplification, et résistance du filtre passe haut inter-étage), ainsi que 5 condensateurs X7R (découplage), 2 condensateurs NPO (filtrage et découplage).

Dans le cadre de notre étude, nous avons porté notre attention sur le comportement des condensateurs céramique, utilisés dans les filtres d'alimentation et dans les filtres inter-étages de la fonction de préamplification.

Les condensateurs MLCC impliqués dans la fonction électronique sont de type NPO et X7R.

- **NPO** : La permittivité relative à un module supérieur à 75 et varie de moins de 30 ppm/°C sur une plage de température de - 55°C à +125°C
- **X7R** : La permittivité varie de 1000 à 4000, et ne varie pas de plus de $\pm 15\%$ sur la plage de température de - 55°C à +125°C

La stabilité en température étant meilleure dans le cas des condensateurs NPO ; ces derniers ont été choisis dans le dessin du circuit pour assurer le filtrage inter-étages des deux premiers étages d'amplification, ainsi que pour le deuxième étage amplificateur de la fonction. Ces condensateurs présentent par contre de faibles valeurs de capacité. Les condensateurs X7R sont eux utilisés pour le découplage des alimentations. Nous avons donc caractérisé le fonctionnement de ces deux types de condensateurs sous contraintes combinées HPFT.

2.2. Comportement des condensateurs

2.2.1. Phénoménologie macroscopique

Pour comprendre le comportement d'un diélectrique soumis à un champ électrique, nous pouvons prendre l'exemple d'un milieu diélectrique compris entre deux électrodes métalliques. Si l'on considère le champ électrique statique \vec{E} appliqué sur les électrodes, la charge accumulée Q au voisinage de l'électrode s'écrit :

$$Q = \iiint_V \rho \cdot dv \quad [44]$$

avec ρ la densité de charge et v le volume du diélectrique.

La densité de charge ρ peut être calculée à partir de l'équation de Poisson :

$$\Delta V + \frac{\rho}{\epsilon_0 \epsilon_s} = 0 \quad [45]$$

ou ΔV représente le Laplacien du potentiel dont dérive le champ électrique ($\vec{E} = -\text{grad}(V)$ [46]), ϵ_0 la permittivité diélectrique du vide, et ϵ_s la permittivité relative statique du matériau, c'est à dire la contribution du matériau entre les deux électrodes au stockage de charges ou encore à sa polarisation.

On définit alors le vecteur induction électrique en statique \vec{D} :

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_s \vec{E} \quad [47]$$

En utilisant [44], [45], [46] et [47], on obtient le théorème de Gauss permettant de calculer la charge libre stockée sur les armatures :

$$Q = \iiint_V \rho \cdot dv = \iint_S \vec{D} \cdot d\vec{S} \quad [48]$$

En supposant le cas d'un condensateur plan dans le vide, dont les armatures sont distantes de d et les surfaces en regard sont égales à S : la charge totale stockée par une armature et le vecteur déplacement s'écrivent par [47] et [48] :

$$Q_0 = \vec{D}_0 \cdot \vec{S} \quad [49] \text{ et } \vec{D}_0 = \epsilon_0 \vec{E} \quad [50]$$

On obtient ainsi la capacité à vide, ainsi que le vecteur induction associé :

$$\text{Avec } Q_0 = C_0 \cdot V \quad [51], \quad C_0 = \frac{\epsilon_0 S}{d} \quad [52] \text{ et } D_0 = \frac{C_0 \cdot V}{S} \quad [53]$$

L'insertion d'un matériau diélectrique entre les armatures du condensateur provoque une modification de la charge stockée. En effet, on crée dans le diélectrique des chaînes de dipôles orientées dans le champ et dont l'axe se rapproche de la direction du champ. La somme des dipôles dans le diélectrique est globalement neutre, mais ils créent une dissymétrie électrique telle que des charges apparaissent près de la surface des armatures.

Les charges portées par les armatures doivent donc à la fois neutraliser la force électromotrice appliquée, mais en plus, neutraliser les charges stockées dans le diélectrique (Figure 19)

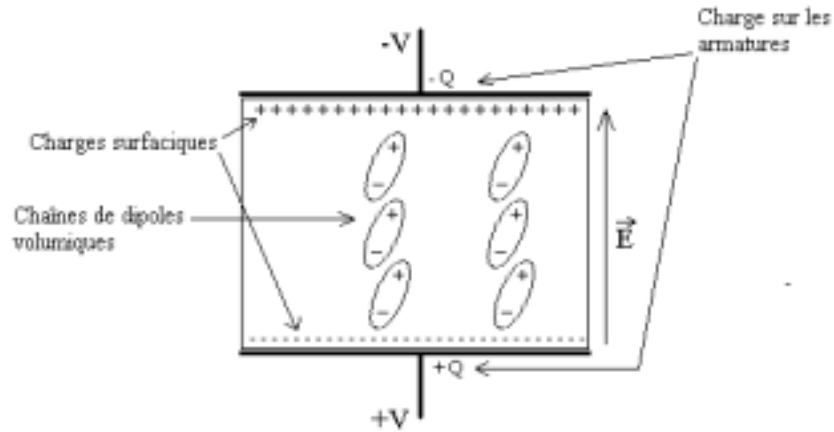


Figure 19 : Polarisation d'un diélectrique plan

La charge Q devient alors $Q = \epsilon_s C_0 V$ [54] et la capacité devient $C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_s S}{d}$ [55]

Nous avons alors, dans la charge Q , une partie des charges dites libres, servant à neutraliser la tension appliquée et une partie des charges servant à neutraliser la charge liée, due à la polarisation du milieu.

En écrivant $Q_{total} = Q_{libre} + Q_{liées}$

$$Q_{libre} = \frac{Q_{Total}}{\epsilon_s} \quad [56]$$

$$Q_{liées} = \frac{Q_{Total}}{1 - \frac{1}{\epsilon_s}} \quad [57]$$

L'expression de l'induction électrique [47] devient alors :

$$\vec{D} = \epsilon_0 \epsilon_s \vec{E} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P}_S \quad [58]$$

Le vecteur \vec{P} est le vecteur polarisation du milieu. Il correspond à l'induction électrique inhérente aux dipôles liés dans le matériau. L'expression de \vec{P} est :

$$\vec{P}_S = \epsilon_0 (\epsilon_s - 1) \vec{E} \quad [59]$$

Dans le cas d'une excitation par un champ électrique alternatif sinusoïdal (on néglige alors la composante σ_0 de la conductivité en régime stationnaire), de pulsation ω , l'expression permettant de lier la tension au courant est :

$$I(t) = jC(\omega) \cdot \omega \cdot V(t) = jC_0 \cdot \omega \cdot \epsilon_r(\omega) \cdot V(t) \quad [60]$$

avec $\epsilon_r(\omega)$ la permittivité relative du diélectrique. En supposant le diélectrique parfait, soit encore l'orientation des dipôles sans contrainte, sans perte, $\epsilon_r(\omega)$ serait réelle et le courant serait en quadrature avance sur la tension. Malheureusement, le phénomène de polarisation entraîne une partie du courant en phase avec la tension. La création des dipôles, ainsi que leur orientation dans le champ nécessite une énergie active (Figure 20). L'expression de la permittivité relative doit donc être complexe :

$$\epsilon_r(\omega) = \epsilon'(\omega) - j \cdot \epsilon''(\omega) \quad [121]$$

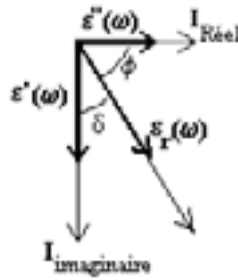


Figure 20 : Comportement du courant et de la tension dans le cas d'une capacité réelle

On obtient donc pour les expressions de $\vec{D}(\omega)$ et de $\vec{P}(\omega)$:

$$D(\omega) = \epsilon_0 \epsilon_r(\omega) E(\omega) \quad [62]$$

$$P(\omega) = \epsilon_0 (\epsilon_r(\omega) - 1) E(\omega) \quad [63]$$

En réinjectant [61] dans l'équation [60], il est possible d'obtenir les expressions de l'admittance ou de l'impédance respective équivalentes à celle, soit d'un circuit, soit d'un circuit parallèle :

Circuit Parallèle (Admittance)	Circuit série (Impédance)
$Y(\omega) = \frac{I(\omega)}{V(\omega)} = j.C\omega = \frac{1}{R_p} + j.C_p\omega \quad [64]$	$Z(\omega) = \frac{V(\omega)}{I(\omega)} = \frac{1}{j.C\omega} = R_s + \frac{1}{j.C_s\omega} \quad [65]$
$\frac{1}{R_p} = \epsilon''(\omega) C_0 \cdot \omega \quad [66]$ $C_p = \epsilon'(\omega) C_0 \quad [67]$	$R_s = \frac{\epsilon''(\omega)}{C_0 \omega (\epsilon'^2 + \epsilon''^2)} \quad [68]$ $C_s = \frac{C_0 (\epsilon'^2 + \epsilon''^2)}{\epsilon'} \quad [69]$
$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{X^2}{1+X^2} \quad [70]$ $C_p = \frac{C_s}{1+X^2} \quad [71]$ <p>avec $X = R_s C_s \omega$</p>	

On constate donc avec les équations [66] et [67] qu'à la partie réelle de l'admittance, en négligeant les fuites, correspondent les pertes diélectriques, et la partie imaginaire reflète les phénomènes purement capacitifs.

On définit par la Figure 20, l'angle de perte δ , dont la tangente définit le rapport de la quantité de courant engendrant des pertes diélectriques sur le courant due aux phénomènes purement capacitifs. Cette quantité appelée aussi facteur de perte, s'exprime sous la forme :

$$\tan(\delta) = \frac{\epsilon''(\omega)}{\epsilon'(\omega)} = \frac{1}{R_p C_p \omega} = R_s C_s \omega \quad [72]$$

Le facteur de perte d'une capacité doit être le plus bas possible pour permettre l'obtention d'un comportement capacitif pur.

Le comportement d'un diélectrique sous excitation dépend donc principalement des propriétés de polarisation du milieu diélectrique. Il est possible d'associer le phénomène de polarisation macroscopique à une relaxation d'une charge d'espace vue comme un dipôle macroscopique [DIE]. Si nous supposons l'échantillon de largeur d , possédant une permittivité ϵ_r à la pulsation ω , une concentration n_0 identique de centres ionisés (pièges) et de porteurs libres (voir paragraphe suivant), ainsi que des électrodes bloquantes et non injectantes (Ces hypothèses sont celles d'une polarisation de type déplacement de charges, phénomène prépondérant aux basses fréquences), alors le déplacement des porteurs libres amène une accumulation de charge sur l'électrode de signe opposé, les sites non compensés constituant une hétérocharge de signe contraire sur l'électrode de signe opposé. Après stabilisation, thermodynamique, nous retrouvons l'échantillon dans la situation de la Figure 21.

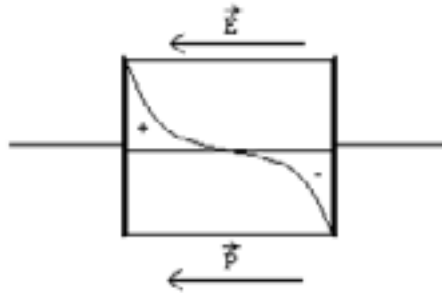


Figure 21 Diélectrique vu comme un dipôle macroscopique.

L'échantillon est alors assimilable à un dipôle macroscopique de grandeur :

$$\int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} x \cdot \rho(x) dx \quad [73] \text{ par unité de surface}$$

En supposant l'application d'un champ électrique $E = E_0 e^{j\omega t}$ [74] d'amplitude E_0 suffisamment faible pour considérer que la concentration de charge reste voisine de n_0 , la densité locale de charge devient :

$$\rho(x,t) = e \cdot n_0 + e \cdot \nu(x) e^{j\omega t} \quad [75] \text{ avec } e \text{ la charge élémentaire de l'électron}$$

Le facteur complexe $\nu(x)$ représente la perturbation sur n_0 due à l'effet du champ. En écrivant l'équation de Poisson, l'équation de conservation de la charge, en passant dans le domaine fréquentiel, on obtient une équation différentielle du second ordre pour $\nu(x)$

$$\frac{d^2 \nu}{dX^2} - \nu = 0 \quad [76] \text{ avec } X = \sqrt{1 + j\omega\tau} \frac{x}{L_D} \quad [77], \text{ et } L_D = \sqrt{\frac{\epsilon_r(\omega) \cdot kT}{n_0 \cdot e^2}} \quad [78] \text{ la longueur de Debye,}$$

avec k la constante de Boltzmann et T la température. On voit ici apparaître la constante τ , correspondant au temps de relaxation diélectrique dipolaire. Cette constante de temps est représentative des dipôles microscopiques et prend dans notre cas de figure la valeur.

$$\tau = \frac{\epsilon_r(\omega)}{n_0 e \mu} \quad [79]$$

L'intégration de l'équation [76] permet d'obtenir l'expression de $\nu(x,\omega)$, d'où l'on déduit [61] $\rho(x,\omega)$ et la valeur de la polarisation :

$$P(\omega) = \frac{1}{d} \int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} x \cdot \rho(x,\omega) dx \quad [80]$$

Par l'équation [63], on obtient alors la valeur complexe de la permittivité à la pulsation ω :

$$\varepsilon(\omega) = \frac{1 + j\omega\tau}{j\omega\tau + \frac{\text{Tan}(X_D)}{X_D}} \quad [81] \quad \text{avec} \quad X_D = \frac{2d}{L_D} \sqrt{1 + j\omega\tau} \quad [82]$$

En supposant que ω tend vers 0, les équations [140] et [141] nous donnent une expression de ε_s , valeur de la permittivité statique, dont la dépendance à la température ne dérive que de la valeur de la longueur de Debye :

$$\varepsilon_s = \frac{d \sqrt{\frac{n_0 e^2}{\varepsilon_r(\omega) kT}}}{\text{Tan} \left(d \sqrt{\frac{n_0 e^2}{\varepsilon_r kT}} \right)} \quad [83]$$

Nous verrons un peu plus loin dans quelle mesure cette expression peut être employée dans le modèle de Debye et ses dérivés.

Nous venons d'exprimer au sens macroscopique le phénomène de polarisation du diélectrique dans l'hypothèse d'une relaxation de charge d'espace à une pulsation ω donnée.

Pour expliquer la polarisation au sens macroscopique, Debye [DEB 29] a basé son modèle sur deux hypothèses :

- **Un seul type de dipôle à une fréquence de travail donnée et à une température donnée participe à la polarisation du matériau**

Le vecteur polarisation \vec{P}_S s'écrit en fonction des différents types de polarisation (voir plus loin) impliqués dans le matériau. Si on appelle \vec{P}_{SD} la polarisation statique dipolaire et \vec{P}_∞ la polarisation optique et/ou moléculaire, par [59], on obtient

$$\vec{P}_{SD} = \vec{P}_S - \vec{P}_\infty = \varepsilon_0 (\varepsilon_s - \varepsilon_\infty) \vec{E} \quad [84]$$

- **Après application d'un champ électrique, la vitesse de retour à l'équilibre de la polarisation dipolaire statique est proportionnelle à l'écart entre la polarisation dipolaire statique \vec{P}_S et la polarisation dipolaire instantanée $\vec{P}_D(t)$**

$$\tau \frac{dP_D(t)}{dt} = P_{SD} - P_D(t) \quad [85]$$

En supposant le champ électrique alternatif $\vec{E}(t)$, et en régime continu (on néglige le terme transitoire), la polarisation prend la forme :

$$\vec{P}_D(t) = \varepsilon_0 (\varepsilon_r(\omega) - \varepsilon_\infty) \vec{E}(t) = \frac{\varepsilon_0 (\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)}{1 + j\omega\tau} \vec{E}(t) \quad [86]$$

Soit en utilisant [63], les expressions de $\varepsilon(\omega)$, ε' et ε'' :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{(\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)}{1 + j\omega\tau} \quad [87]$$

$$\varepsilon'(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{(\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)}{1 + \omega^2\tau^2} \quad [88] \quad \text{et} \quad \varepsilon''(\omega) = (\varepsilon_s - \varepsilon_\infty) \frac{\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2} \quad [89]$$

Ce modèle, validé expérimentalement pour un certain nombre de matériaux homogènes, est insuffisant pour caractériser des matériaux dont la géométrie dipolaire s'avère plus complexe. La première approche expérimentale correctrice a été l'introduction non plus d'une constante de temps unique, mais d'une distribution des constantes de temps autour d'une valeur moyenne. En supposant τ distribué entre τ_1 et τ_2 , Cole et Cole [COL 41] ont proposé une expression de la permittivité complexe de la forme :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{(\varepsilon_s - \varepsilon_\infty)}{1 + (j\omega\tau)^\alpha} \quad [90] \text{ avec } \alpha \text{ compris entre } 0 \text{ et } 1$$

Certains auteurs ont tenté de relier l'exposant α à la largeur d'une distribution autour de τ . La différence $(1-\alpha)$ serait une mesure de cette largeur et le cas $\alpha=1$ de la formule de Debye serait celui d'une distribution de largeur nulle. On peut citer à titre d'exemple les modèles de Cole-Davidson, Havriliak et Negami, faisant apparaître un exposant β respectivement sur le dénominateur $(1+j\omega\tau)$ de l'équation [87] et $(1+(j\omega\tau)^\alpha)$ de l'équation [90]. Par rapport au modèle de Debye, ou la forme de l'équation de la permittivité complexe est obtenue par une dérivée entière de la polarisation, les expressions expérimentales de Cole-Davidson et Havriliak-Negami peuvent s'obtenir à l'aide d'une dérivation non entière de la polarisation. La Méhauté suppose en ce sens que la variable α serait reliée à la dimension fractale des interfaces sur lesquelles s'échange l'énergie au cours d'un cycle de polarisation. Ces relations ont un sens physique car on démontre que le vieillissement d'un matériau polymère modifie la valeur de α , et que l'on peut interpréter ce phénomène par la modification de la dimension fractale de ces surfaces énergétiques, liée à l'évolution de la morphologie du matériau au cours de son vieillissement.

Les points critiques, dans le cadre de notre étude, sont donc l'évaluation des variations comportementales du diélectrique en considérant l'impact de la contrainte de compression, sachant que ces variations vont apparaître à la fois sur les valeurs de C_0 au travers de la compressibilité des diélectriques, et sur les variations intrinsèques de la polarisation et de la permittivité (\vec{P}, ε) , elles mêmes dépendantes par les relations [79] [86] [87] [90] de la constante de temps τ . Cette constante de temps s'avère être, d'après tout ce que nous venons de voir, une fonction de ω , de la température et de la quantité de pièges dipolaires présents dans le diélectrique. Nous allons maintenant essayer de comprendre, d'un point de vue microscopique, quels paramètres entrent en jeu dans les modifications comportementales des diélectriques sous contrainte de compression.

2.2.2. Approche microscopique

Les phénomènes microscopiques susceptibles d'expliquer le comportement diélectrique des matériaux sont au nombre de quatre :

- *Polarisation optique ou électronique :*

En l'absence de sollicitation électrique extérieure, le centre de gravité des charges négatives du nuage électronique coïncide avec celui des charges positives du noyau. Lors de l'application d'un champ électrique, la déformation du nuage électronique entraîne un déplacement de ce barycentre, induisant ainsi un moment électrique. Ce dipôle électronique équivalent répond aux fréquences très élevées, proches des fréquences optiques. La permittivité diélectrique équivalente correspond à $\varepsilon_\infty = n^2$ [91], avec n l'indice de réfraction optique du matériau.

- *Polarisation moléculaire :*

De part leur constitution, certaines molécules peuvent présenter des dissymétries, se présentant comme des dipôles électriques élémentaires. Sous l'application d'un champ électrique, ces dipôles peuvent soit se modifier (distance intercharges), soit tourner sur eux mêmes. La réponse de ces dipôles est assez variable. Quoiqu'il en soit, les fréquences de résonance de ces dipôles se situent dans le domaine des hyperfréquences.[BAR]

- *Polarisation interfaciale :*

Ce type de polarisation intervient dans le cas d'une accumulation de charges dans une zone particulière du diélectrique sous l'action du champ excitant. C'est le cas que nous avons vu au paragraphe précédent avec l'accumulation de charges aux électrodes de l'échantillon de la Figure 19.

- Polarisation par déplacement limité de charges :

Cette polarisation dépend du saut d'un porteur de charge, d'un site vers son plus proche voisin, sous l'action du champ. Ce saut entre états localisés dépend de la nature du matériau, de la quantité de charges et de leur répartition dans le volume. Ce phénomène est prépondérant aux basses fréquences, et constitue la base de la polarisation induite aux électrodes que nous avons développé au paragraphe précédent. Les caractéristiques dipolaires microscopiques déterminent ainsi le comportement des charges liées. Le moment dipolaire induit peut alors s'écrire sur le volume :

$$\vec{\zeta} = \sum_i q_i \vec{r}_i \quad [92]$$

\vec{r}_i représente le déplacement de la charge sous l'effet du champ électrique.

Dans le cadre de notre application, la gamme de fréquence de travail (10-300 Hz) rend vraisemblable l'hypothèse selon laquelle le phénomène de polarisation par déplacement de charge est prépondérant.

Le vecteur polarisation \vec{P} [63] représente les charges liées aux électrodes par unité de surface. Le moment électrique des charges liées est alors donnée par :

$$\vec{\zeta} = \vec{P} \cdot d \quad [93] \text{ (d la distance interélectrodes)}$$

On peut alors définir le moment des dipôles comme étant la charge liée par unité de volume du diélectrique, en divisant le moment dipolaire induit par d :

$$\vec{\mu} = \vec{P} \quad [94] \text{ en coulomb par cm}^{-3}$$

En considérant N le nombre de dipôles total dans l'échantillon, μ la valeur moyenne du moment de chaque dipôle, et en considérant que cette valeur moyenne est proportionnelle au champ interne, [63] se réécrit :

$$\vec{P} = N \alpha \vec{E}_i \quad [95] \text{ et } \|\vec{P}\| = N \mu r \quad [96]$$

α est la polarisabilité du milieu diélectrique. Elle mesure l'aptitude du milieu à former des dipôles de moment $\vec{\mu}$ lorsque le champ interne est \vec{E}_i . Cette quantité est définie pour chaque type de polarisation (optique, moléculaire, interfaciale et à déplacement de charge), et la polarisabilité globale s'écrit :

$$\alpha = \alpha_{optique} + \alpha_{moléculaire} + \alpha_{porteurs} \quad [97]$$

Comme nous l'avons écrit précédemment, nous pouvons nous contenter, aux fréquences de travail de nos outils, de la valeur de $\alpha_{porteurs}$, que nous appellerons α_D . En utilisant l'approximation de Langevin [DIE], selon laquelle μE_0 est petit devant kT , nous pouvons extraire la valeur de la polarisabilité dipolaire moyenne.

$$\mu_D = \frac{\mu^2}{3kT} E_0 \quad [98]$$

Par [84] et l'expression du vecteur polarisation, on obtient alors

$$\varepsilon_S - \varepsilon_\infty = \frac{N \mu_D^2}{3kT} \quad [99]$$

Si l'on remplace $\varepsilon_S - \varepsilon_\infty$ dans les expressions de ε' et ε'' du modèle de Debye ([148] et [149]), on obtient :

$\varepsilon'(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{N \mu_D^2}{3kT} \cdot \frac{1}{1 + \omega^2 \tau^2}$	[100]
$\varepsilon''(\omega) = \frac{N \mu_D^2}{3kT} \cdot \frac{\omega \tau}{1 + \omega^2 \tau^2}$	[101]

Dans le cadre de notre application, et dans le cas d'une polarisation de type transfert de charge, le terme ϵ_∞ de l'équation [100] peut être négligé.

La dépendance des équations [100] et [101] au modèle de dipôle microscopique, dépend à la fois de leur nombre N, la constante de temps de relaxation τ , mais surtout la caractéristique géométrique de chacun de ces dipôles, décrite par l'expression de μ_D .

Si l'on considère un dipôle élémentaire caractérisé par un déplacement de charge e d'une distance r dans la direction du champ électrique, $\mu_D = e.r$ [102], les permittivités s'écrivent :

$$\epsilon'(\omega) = \frac{N(e.r)^2}{3kT} \cdot \frac{1}{1+\omega^2\tau^2} \quad [102] \quad \text{et} \quad \epsilon''(\omega) = \frac{N(e.r)^2}{3kT} \cdot \frac{\omega\tau}{1+\omega^2\tau^2} \quad [103]$$

Ces équations ne sont pas suffisamment représentatives du comportement expérimental des charges liées. Nous pouvons considérer que la façon la plus simple d'appréhender le comportement dipolaire est d'utiliser la modélisation en « double puits de potentiel » (Modèle de Pollack et Geballe [POL GEB 61] Figure 22 (a)):

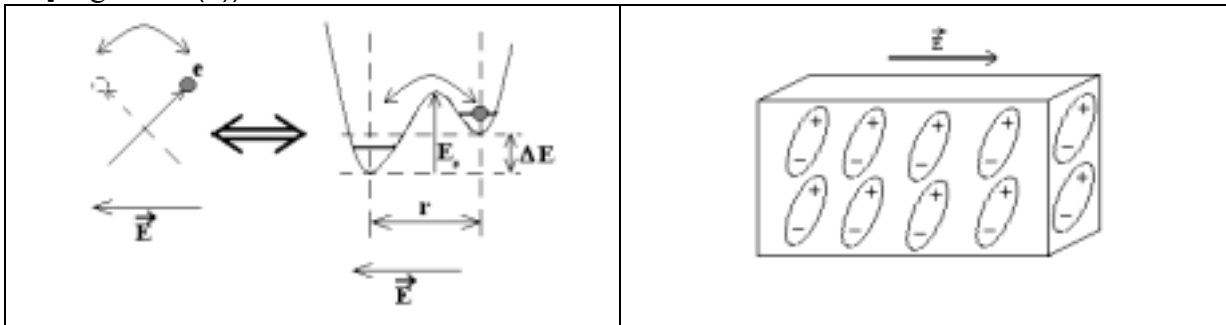


Figure 22 (a) Modélisation dipolaire en double puits de potentiel (b) Répartition géométrique uniforme

Chaque dipôle dans la matrice diélectrique peut être considéré comme un déplacement géométrique d'un porteur de charge, sautant d'un puits vers le puits voisin. En faisant l'hypothèse qu'il n'existe qu'un seul type de dipôle (avec r la distance entre les puits, ΔE la différence de potentiel entre les puits), réagissant sous contrainte de champ avec une unique constante de temps τ , et dont la répartition géométrique est uniforme dans le volume de diélectrique considéré, on trouve les expressions de ϵ' et ϵ'' suivantes :

$$\epsilon''(\omega) = \frac{ne^2r^2 \cos(\theta)}{4\epsilon_0\omega\tau.kT \cosh^2\left(\frac{\Delta E}{2kT}\right)} \cdot \frac{\omega^2\tau^2}{1+\omega^2\tau^2} \quad [104]$$

$$\epsilon'(\omega) = \frac{ne^2r^2 \cos(\theta)}{4\epsilon_0\omega\tau.kT \cosh^2\left(\frac{\Delta E}{2kT}\right)} \cdot \frac{\omega\tau}{1+\omega^2\tau^2} \quad [105]$$

Avec θ l'angle entre le champ électrique et l'axe des deux puits, et k la constante de Boltzmann.

Ces expressions représentent la base de l'appréhension microscopique des phénomènes diélectriques au niveau macroscopique. Nous verrons dans le paragraphe suivant, ainsi que dans la partie expérimentale de notre étude, dans quelle mesure les variations de température et les contraintes de compression conditionnent les variations de la forme des puits de potentiel (r la distance de saut, E_0 la hauteur de barrière, ΔE les différences de hauteur de puits, et τ la constante de relaxation).

2.2.3. Effet des contraintes de pression sur les diélectriques à l'échelle microscopique

Plusieurs modèles microscopiques sur le comportement individuel des dipôles ont été proposés pour expliquer le comportement expérimental des diélectriques. Ces modèles sont basés sur le mode de transport de charge (Hopping ou effet Poole), ou les variations de la valeur de la constante de temps de relaxation dans la modélisation du dipôle en double puits de potentiel. Le modèle du double puits que nous avons exposé jusqu'ici, spécifie une constante de temps et une énergie identique pour tous

les dipôles. Si maintenant nous considérons la constante de temps distribuée de manière aléatoire, les valeurs de ΔE , E_s et r sont des variables aléatoires. L'expression de ϵ' devient :

$$\epsilon' = \frac{N}{12\epsilon_0} \iiint \frac{e^2 \cdot r^2}{kT \cosh^2\left(\frac{\Delta E}{2kT}\right)} \cdot \frac{\omega\tau}{1 + \omega^2\tau^2} \cdot p(r, \Delta E, E_B) 4\pi r^2 dr d\Delta E dE_B \quad [106]$$

$p(r, \Delta E, E_B)$ est une densité de probabilité de saut du porteur de charge d'un site vers l'autre. On peut remarquer que les hypothèses simplificatrices de Debye, appliquées à [106], permettent d'obtenir [105]. L'intégration de cette expression permet d'obtenir, en fonction du mode de transport, des relations expliquant la dépendance de la permittivité à la fréquence observée expérimentalement (voir plus loin). Le temps de relaxation, dépendant de la probabilité de saut d'un site vers l'autre est, d'après la plupart des auteurs, uniquement fonction d'une seule des variables r , ΔE , ou E_B .

Le modèle de Mott [MOTT 68] part de l'hypothèse d'un déplacement de charge par Hopping (saut tunnel à niveau d'énergie proches entre les puits). La loi de dépendance de τ à la température, à la distance de saut et ΔE s'écrit :

$$\frac{1}{\tau} = \nu_{ph} e^{(-2\alpha R)} e^{\left(\frac{-\Delta E}{kT}\right)} \quad [107]$$

avec ν_{ph} (10^{12} s^{-1} dans le germanium) la fréquence de résonance du réseau, α une constante.

L'intégration de [106] en limitant la probabilité de saut aux dipôles résonnant ($\omega\tau =$

1 donc $2\alpha R = \ln\left(\frac{\nu_{ph}}{\omega}\right)$) permet d'obtenir pour ϵ'' , dans le cas de matériaux désordonnés:

$$\epsilon''(\omega) = AkT\omega \left(\ln\left(\frac{\nu_{ph}}{\omega}\right) \right)^m \quad [108]$$

avec A une constante dépendante de α et de N . L'exposant m dépend de la répartition géométrique des sites. Nous verrons dans le paragraphe sur les mesures expérimentales l'intérêt de cette expression, donnant une dépendance en ω^m .

Pollack et Geballe ont proposé une approche par Hopping entre états localisés, mais avec une constante de temps distribuée aléatoirement (impliquant la même chose pour r et ΔE). Ne connaissant pas la forme de ces distributions, les auteurs ont proposé à partir de mesures expérimentales, une loi de distribution de τ :

$$\tau = 5 \cdot 10^{-13} \left(\frac{r}{a}\right)^{\frac{3}{2}} e^{\frac{2r}{a}} \text{th}\left(\frac{\Delta E}{2kT}\right) \quad [109]$$

Cette expression permet d'obtenir pour ϵ'' , une dépendance de ω :

$$\epsilon'' = A''(T) \cdot \omega^{0.8} \quad [110]$$

L'expression [110] correspond bien au comportement diélectrique observé notamment à basse température.

Pollack et Pike, en utilisant l'hypothèse, non plus d'un transfert de charge par Hopping, mais par effet Poole, soit un saut du porteur de charge au dessus de la barrière de potentiel, définissent une dépendance de τ de la forme :

$$\tau = \tau_0 e^{\frac{\Delta E}{kT}} \quad [111]$$

On obtient par intégration de [165], une variation de ϵ'' ayant pour forme :

$$\epsilon'' = A''(T) \cdot \omega^{1-n} \quad [112]$$

Enfin, pour terminer, le modèle de Pike part de l'hypothèse d'un saut de charge au dessus de la barrière de potentiel. Il établit une dépendance de r et de ΔE sur la base de l'hypothèse de recouvrement des puits de potentiels Coulombiens (Figure 23).

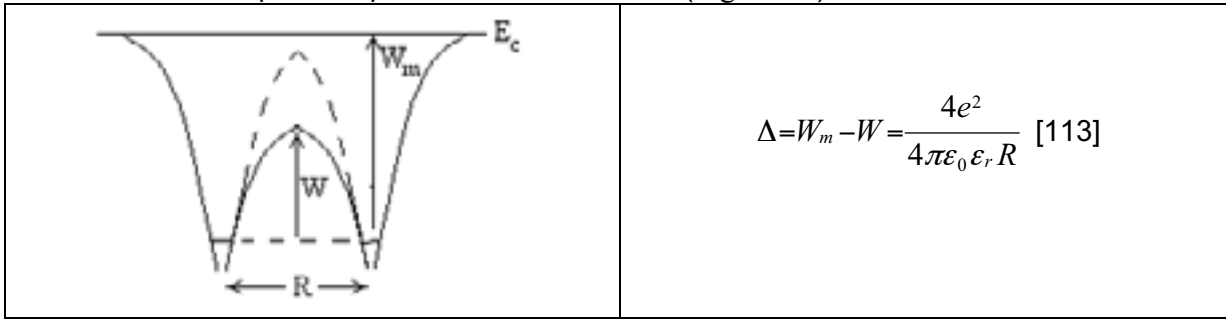


Figure 23 : Configuration de double puits Coulombiens

En admettant que les sauts se fassent entre sites les plus proches, et en considérant une distribution des valeurs de la constante de temps réparties entre τ_{\min} et τ_{\max} la partie réelle de la permittivité s'écrit :

$$\epsilon''(\omega) = \frac{N_p}{\epsilon_0} \int_{\tau_{\min}}^{\tau_{\max}} \alpha(\tau, \xi) \frac{\omega\tau}{1+\omega^2\tau^2} \eta(\tau) d\tau \quad [114]$$

avec $\eta(\tau)d\tau$ la probabilité de trouver un site dont le temps de relaxation est compris entre τ et $\tau+\Delta\tau$, $\alpha(\tau, \xi)$ est la moyenne statistique de la polarisation d'une paire de sites caractérisé par τ , et éventuellement d'autres paramètres additionnels, N_p est le nombre de paires occupées par un seul électron. L'auteur utilise une répartition de la constante des temps de relaxation, déjà employée dans le modèle de Mott [109], ainsi qu'une expression de la polarisation obtenus par Pollack et Geballe. La partie réelle de la permittivité se met alors sous la forme :

$$\tau = \tau_0 \Phi\left(\frac{R}{a}\right) e^{\frac{W}{kT}} = \tau_1 \cdot e^{\frac{W}{kT}} \quad [115]$$

avec $\Phi\left(\frac{R}{a}\right)$ une fonction dépendante du recouvrement des fonctions d'onde. D'après Mott, pour de

grandes valeurs de R/a , $\Phi\left(\frac{R}{a}\right)$ tend vers $e^{\frac{2R}{a}}$, forme que nous avons déjà vu en [107] en écrivant $\alpha = \frac{1}{a}$.

L'intégration de [114] donne alors pour ϵ'' :

$$\epsilon''(\omega) = \frac{3\epsilon}{\epsilon_0\omega} \left(\frac{4a}{R_s}\right)^3 \left(\frac{4a}{R_p}\right)^3 \frac{1}{\cos\left(\beta\frac{\pi}{2}\right)} \left[1 - \left(\frac{8a}{R_s}\right)^3 \frac{1}{\omega^{2s}\tau_1^{\frac{\beta}{2}} \left[4\cos^2\left(\frac{\beta\pi}{2} - 3\right) \right]} \right] \cdot \frac{\omega^{1-\beta}}{\cosh^2\left(\frac{\Delta}{2kT}\right)\tau_1^\beta} \quad [116]$$

avec $a = \frac{e^2}{2\epsilon W_m}$ [117], $R_s = \frac{3}{4\pi N}^{\frac{1}{3}}$ [118], $R_p = \frac{3}{4\pi N_p}^{\frac{1}{2}}$ [119], et $\beta = \frac{6kT}{W_m}$ [120].

Le terme entre crochets est généralement très proche de 1, et les termes [117], [118] et [120] sont des termes constants, et l'équation [116] peut se réécrire en :

$$\epsilon''(\omega) = A \cdot \frac{1}{\cos\left(\beta\frac{\pi}{2}\right)} \cdot \frac{\omega^{-\beta}}{\cosh^2\left(\frac{\Delta}{2kT}\right)\tau_1^\beta} \quad [121]$$

En résumé, nous disposons maintenant d'un modèle microscopique global, (équations [100] et [101]), à partir duquel nous pouvons établir des expressions affinées par les hypothèses faites sur les caractéristiques du dipôle choisi (μ_D).

Le modèle le plus simple, est celui de Pollack et Geballe (équations [104] et [105]), à constante de temps τ unique, et à répartition géométrique uniforme. Ces expressions permettent de comprendre la dépendance de la permittivité à la pulsation ω , à la constante de temps τ , à la différence d'énergie d'activation ΔE , à la distance de saut r et à la température, ces trois derniers paramètres sont ceux sur lesquels nous aurons une dépendance à la température et à la pression.

Sachant que la contrainte de compression isostatique amène une réduction homothétique des distances de saut, la dépendance de la permittivité à la pression semble être au premier ordre, dépendante de la variation de r . Nous verrons au paragraphe suivant que s'arrêter à cette variation est insuffisant pour expliquer le comportement des condensateurs observés. Il est donc nécessaire de s'intéresser aux variations propres de la valeur de τ , de ΔE et de la température T .

La dépendance de ϵ' et ϵ'' à la pulsation ω se réduit dans tout les modèles ([108], [110], [112] et [121]), d'expressions de type :

$$\epsilon'' = A'' \omega^{n-1} \quad [122] \text{ avec } n \leq 1$$

$$\epsilon' = A' \omega^{n-1} \quad [123] \text{ avec } n \leq 1$$

Les termes A' et A'' sont dépendants de la pulsation et de la température dans tous les modèles. L'exposant n est dépendant de la température et de la profondeur des pièges, comme nous pouvons le voir dans le modèle de Pike ($n = 1 - \beta$)

Les modèles théoriques donnent trois expressions pour la constante de temps de relaxation à une valeur donnée de la pulsation ([107], rigoureusement équivalente à [115], puis [109] et [111]). Cette dernière équation ne définit pour τ qu'une dépendance à la température. Pollack et Geballe ([109]) et Pike (utilisant la distribution définie par Mott [115]), proposent une expression définissant une dépendance à la température, à la distance de saut, et aux énergie du puits. Il est cependant notable que seul Pike propose un modèle permettant de relier l'énergie et la distance de saut dans le terme exponentiel.

Nous allons voir dans le paragraphe suivant, comment définir et modéliser le comportement d'un condensateur réel, en y induisant les variations induites par l'effet des contraintes de pression et de température que nous avons vu à l'échelle microscopique.

2.2.4. Comportement des condensateurs réels

Le premier effet de l'application de la contrainte de compression, est une modification des dimensions géométriques du volume diélectrique par compression mécanique de ce volume. Dans les modèles que nous avons vu précédemment, cela peut se traduire par une diminution de la valeur de la capacité C_0 , dépendant directement de la compressibilité de la céramique considérée. L'expression de la loi de Hooke ramenée à la variation relative de volume, s'exprime sous la forme :

$$P = K \cdot \frac{\Delta V}{V} \quad [124]$$

avec K le coefficient de compressibilité, et $\frac{\Delta V}{V}$ la variation relative de volume. Le module de compression est relié à la forme bien connue de la loi de Hooke, utilisant le module d'Young E :

$$E = 3 \cdot K \cdot (1 - 2\nu) \quad [125]$$

avec ν le coefficient de Poisson

En utilisant le comportement mécanique connu du BaTiO₃, il est donc possible d'extraire les variations dimensionnelles du diélectrique intervenant dans le terme C₀, par l'équation [52]. Il sera tenu compte de ces variations dans l'extraction expérimentale des valeurs de ε' et ε''.

Le modèle physique [XIO 90] que nous allons utiliser dans l'étude expérimentale, basé sur la constitution physique des condensateurs MLCC décrits dans le Chapitre 2 et identique aux condensateurs utilisés dans notre application, peut être résumé par le schéma comportemental suivant :

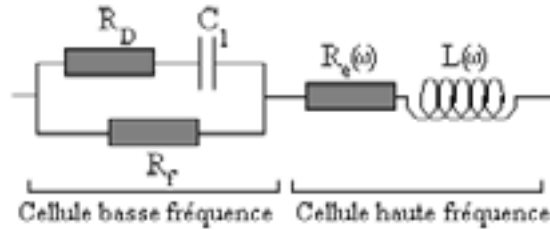


Figure 24 : Circuit équivalent d'un condensateur multicouches.

La cellule basse fréquence de la Figure 24 représente la réponse diélectrique pour des fréquences d'excitations inférieures à quelques kHz. La résistance R_f est représentative du courant de fuite du diélectrique sous tension continue (terme σ₀ que nous avons vu au paragraphe 3.2.1). La valeur de R_f est généralement très grande (>10¹¹Ω) et nous verrons plus loin son influence sur la détermination des paramètres expérimentaux. R_D représente une résistance dynamique caractéristique des pertes diélectriques liées à la polarisation. C₁ représente l'effet capacitif pur.

L'obtention des valeurs de ces composants, modélisant physiquement les différents éléments constitutifs du MLCC, peut se faire du point de vue expérimental en utilisant l'équivalence entre l'impédance du circuit série équivalent et l'impédance du modèle.

En identifiant parties réelles et imaginaires, on obtient :

$$R_s = \frac{1}{(C_1\omega)^2 R_f} + R_D \quad [126a] \quad \text{et} \quad C_s = \frac{1}{(R_f\omega)^2} + C_1 \quad [126b]$$

à l'aide des relations [68], [122], et [123] :

$$R_D = \frac{B}{\omega^n} \quad [127] \quad \text{avec} \quad B = \frac{A''}{A'C_0} \quad [128]$$

La relation [126] permet d'extraire le paramètre n, représentatif de la sensibilité de la capacité à la pulsation. Une méthode de régression semi-logarithmique permet d'extraire la valeur de ce paramètre n (expression [129]), et nous verrons dans la partie expérimentale, dans quelle mesure les contraintes de pression et de température influencent la valeur de n.

On peut d'ores et déjà remarquer que la théorie nous montre par [120], que n ne doit être dépendant que de la température.

L'extraction expérimentale de la valeur de n s'obtient donc par application d'une régression linéaire sur les valeurs des logarithmes des termes de l'égalité [127], combinée avec [126] :

$$\ln\left(R_s - \frac{1}{(C_1\omega)^2 R_f}\right) = -n \ln(\omega) + \ln(B) \quad [129]$$

On remarque, à la lecture de cette expression, que la valeur de R_f influence la détermination de n. En effet, si R_f est importante, R_s est proche de R_D et l'équation [129] devient :

$$\ln(R_s) = -n \ln(\omega) + \ln(B) \quad [130]$$

Ce type d'extraction logarithmique de la valeur de n, utilisé notamment dans l'industrie du condensateur en tant qu'indicateur de qualité [MEDJ 97] ne peut être envisagé comme valide, que si il est assorti d'une mesure de la valeur de la résistance de fuite, assurant alors l'approximation R_s ≈ R_D (et aussi par

[126b], $C_s \cong C_1$). Pour vérifier la validité de cette approximation, nous avons procédé à une estimation de la validité de la méthode en établissant un critère de validation sur la valeur de la résistance de fuite mesurée aux bornes du condensateur. Une simple simulation numérique nous montre, sachant que n doit être proche de 1, la forme de la courbe $\ln(R_s)$ en fonction de $\ln(\omega)$, pour différentes valeurs de R_f . En considérant la valeur théorique de n comme égale à 1, on obtient sur la valeur de la régression logarithmique, les valeurs de n en fonction de R_f regroupées sur la Figure 25

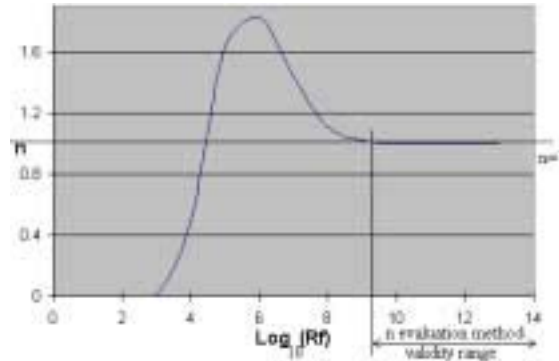


Figure 25 : Evaluation théorique de la valeur de n

Nous avons donc établi, comme critère de sélection pour l'évaluation de n, la nécessité de travailler avec des condensateurs dont la résistance de fuite est supérieure à 10^{10} Ohms. L'utilisation de l'équivalence en circuit série permet d'obtenir directement la valeur de R_D et celle de C_1 , et au travers de l'équation [72], d'évaluer directement la valeur du paramètre de qualité du condensateur, que constitue $\tan(\delta)$, puisqu'il s'agit du produit de R_s , C_s et de la pulsation. L'évaluation de la partie réelle et de la partie imaginaire de la permittivité s'obtiennent à partir des relations suivantes, en tenant compte des variations de C_0 déjà citées :

$$\varepsilon''(\omega) = \left(\frac{1}{R_s C_0 \omega} \left(\frac{(R_s C_s \omega)^2}{1 + (R_s C_s \omega)^2} \right) \right) \quad [131]$$

$$\varepsilon'(\omega) = \frac{C_s}{C_0 (1 + (R_s C_s \omega)^2)} \quad [132]$$

De ces déterminations expérimentales, nous pourrions ensuite évaluer la dépendance à la contrainte de pression et de température des paramètres τ , ΔE , et r des différents modèles abordés dans les paragraphes précédents.

2.2.5. Résultats expérimentaux

L'ensemble des mesures en fréquence (5-250Hz) effectuées sur les condensateurs céramiques utilisés dans la fonction test ARTM sont en accord avec le profil de mission final du circuit. Sachant que les variations des valeurs de capacité dues à l'application de la température ont déjà été caractérisées (variations inférieure à 0.1 % [XIO 90]), nous avons effectué, dans le cas des condensateurs de type NPO, une analyse en spectroscopie d'impédance, dans une gamme de pression variant de 0.1 à 120MPa. **Il n'apparaît aucune variation significative de comportement des condensateurs de type NPO en pression. Ces condensateurs sont donc parfaitement adéquats pour une utilisation nécessitant une stabilité fréquentielle en température et en pression (filtrage).**

Les variations les plus importantes sont apparues sur les condensateurs X7R, dont l'utilisation est nécessaire en cas de besoin de valeurs importantes de la capacité.

Nous pouvons faire une estimation des variations de la valeur de C_0 en estimant uniquement les variations dimensionnelles de la capacité sans diélectrique, en utilisant les variations géométriques dues aux effets de l'augmentation de la température ; et de la variation de pression. Pour ce qui est des variations de pression, les équations [52] et [125] permettent d'écrire :

$$\frac{\Delta C_0(P)}{C_0(P)} = 3 \cdot \frac{P(1-2\nu)}{E} \quad [133]$$

Soit en faisant l'application numérique :

$P=0.1 \cdot 10^{-3}$ GPa, $\nu=0.3$ et $E=400$ GPa (pour du BaTiO₃) :

$$\frac{\Delta C_0(P)}{C_0(P)} = 0.3 \cdot 10^{-6} / MPa \quad [134]$$

La variation relative de la capacité géométrique est donc dans une plage de compression de 0.1 à 120 MPa, de 0.036%. **On vérifie donc ici que la variation relative de permittivité dépend principalement des propriétés diélectriques et non de la réponse géométrique du diélectrique à la compression.** L'évaluation de cette réponse est malgré tout importante si le module d'Young du diélectrique est plus faible de plusieurs ordres de grandeurs (condensateurs à diélectriques organiques en application basse et moyenne températures, ou applications au pertes diélectriques dans les gaines de câbles de télécommunication transatlantiques [BUI 81]).

De la même manière, on peut évaluer la variation de C_0 d'un point de vue thermique, en utilisant l'équation [50] et en considérant le coefficient d'expansion thermique α comme isotrope :

$$\frac{\Delta C_0(T)}{C_0(T)} = 3 \cdot \alpha \cdot \Delta T \quad [135]$$

Soit en faisant l'application numérique :

$P=0.1 \cdot 10^{-3}$ Gpa (valeur de pression de travail de l'outil), $\alpha=5$ ppm/°C pour le BaTiO₃ :

$$\frac{\Delta C_0(T)}{C_0(T)} = 15 \cdot 10^{-6} / ^\circ C \quad [136]$$

Dans la plage de variation de notre application (25 à 175°C), nous obtenons donc une variation relative de C_0 de 0.23%. En supposant les variations relatives décorréelées en température et en pression, nous pouvons écrire pour C_0 ,

$$\frac{\Delta C_0(T,P)}{C_0(T,P)} = 3 \left(\frac{P(1-2\nu)}{E} + \alpha \cdot \Delta T \right) \quad [137]$$

Nous avons employé cette expression pour extraire de la détermination expérimentale de la valeur de C_s , la contribution de la température et de la pression aux variations relatives de ϵ .

On peut noter que la variation dimensionnelle de capacité sous pression correspond à une augmentation de la valeur de la capacité (diminution du volume lorsque la pression s'accroît), et inversement, la température augmente cette valeur par dilatation de la géométrie du diélectrique.

Pour respecter le critère de validité de la méthode d'extraction du paramètre n que nous avons cité précédemment, nous avons mesuré un lot de condensateurs issu du lot de fabrication des ARTM, et nous en avons isolé 3, dont les valeurs mesurées sont données ci dessous.

	i fuite (A)	R fuite (ohms)
X7R1	1.6E-9 A	1.88E+10
X7R2	2.00E-10	1.5E+11
X7R3	3.00E-10	1E+11

Tableau 22 : Valeurs expérimentales de la résistance de fuite pour une polarisation de 30V

Nous avons noté pour chaque palier de température, que la composante de courant de fuite ne varie pas sous application d'une contrainte de compression dont l'amplitude varie de 0.1 à 120 MPa. Nous pouvons donc considérer dans l'extraction des paramètres diélectriques, que le terme σ_0 pouvait être négligé.

Pour ce qui est de la variation de n en pression, en tenant compte de l'incertitude de la méthode de régression logarithmique, calculée à 3%, nous avons constaté une invariance de la valeur de n dans la plage de pression de test et ce pour chaque palier de température. L'analyse fréquentielle de la valeur du paramètre n est illustrée à titre d'exemple sur la Figure 26 où l'ensemble des courbes présentées, a été réalisé à une température de 50°C, et pour différents paliers de pression.

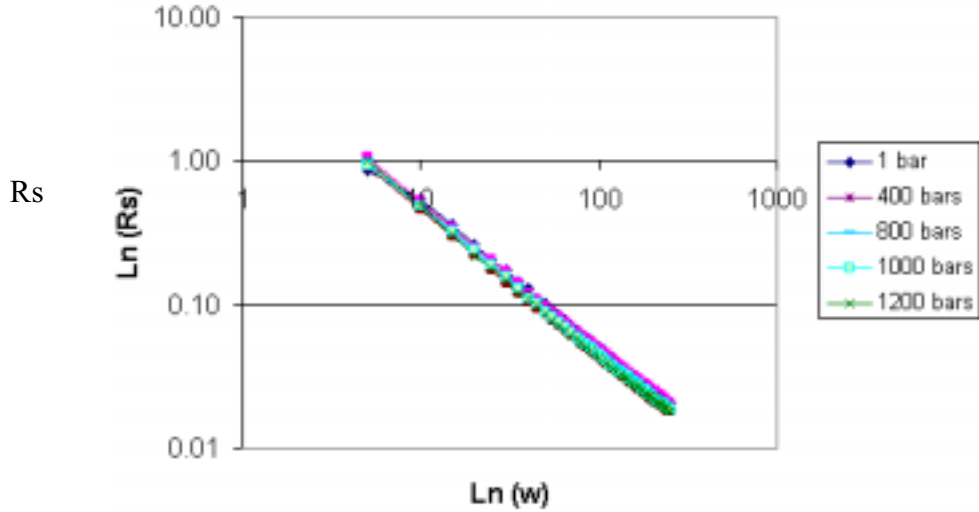


Figure 26 Ln(Rs) en fonction de Ln(ω) pour différentes pressions

La variation théorique du paramètre n , prévue par le modèle de Pike sous contrainte de température, n'a pu être mise en évidence, vu l'incertitude sur la mesure.

Nous pouvons donc en conclure, que dans la plage de travail de nos prototypes, le comportement fréquentiel des condensateurs céramiques est invariant en basse fréquence.

L'évolution de la capacité série C_s est quant à elle fortement influencé par la fréquence, comme nous pouvons le voir sur la Figure 27

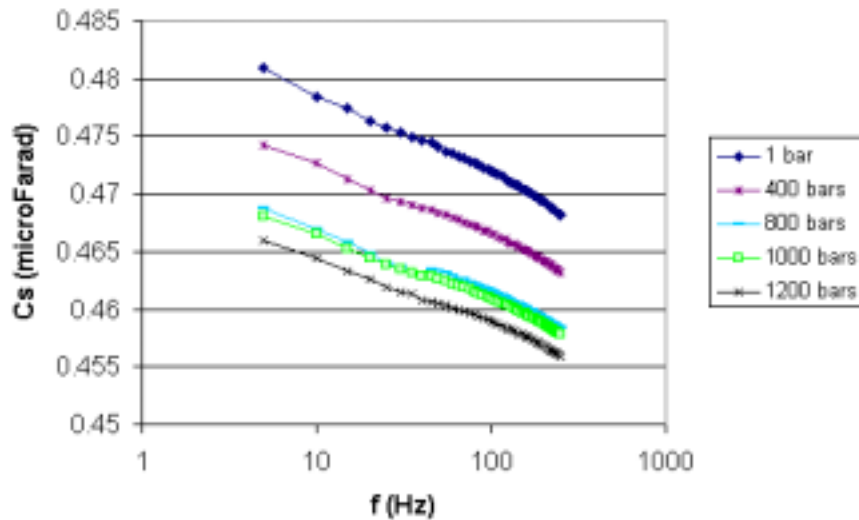


Figure 27 Capacité série mesurée (C_s) en fonction de la fréquence, pour différentes pressions

L'équation [69] permet de constater une dépendance à la fréquence au premier ordre. Du point de vue de la contrainte de pression, la Figure 27 nous montre pour une température donnée, que la décroissance de C_s lorsque la pression augmente atteint près de 3% de la valeur nominale du condensateur (voir plus loin).

La figure présente la variation simultanée de C_s en pression et température.

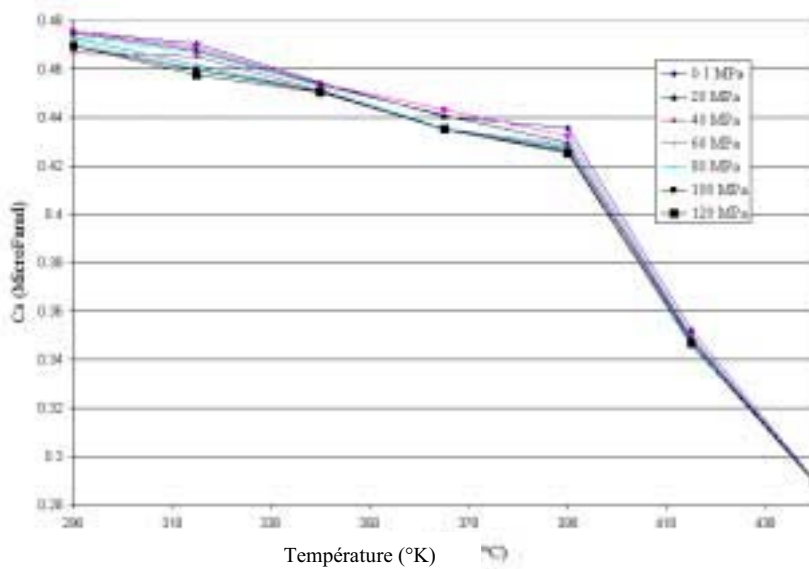


Figure 28 : Variations de C_S en pression et température à 150 Hz

Les variations en températures, sont plus importantes que les variations en pression. Nous pouvons constater une modification du comportement du condensateur au dessus d'une température de « seuil », dite T_C température de Curie (décrite au chapitre 2).

De la même manière, nous avons abordé les variations du facteur de perte décrit au paragraphe suivant :

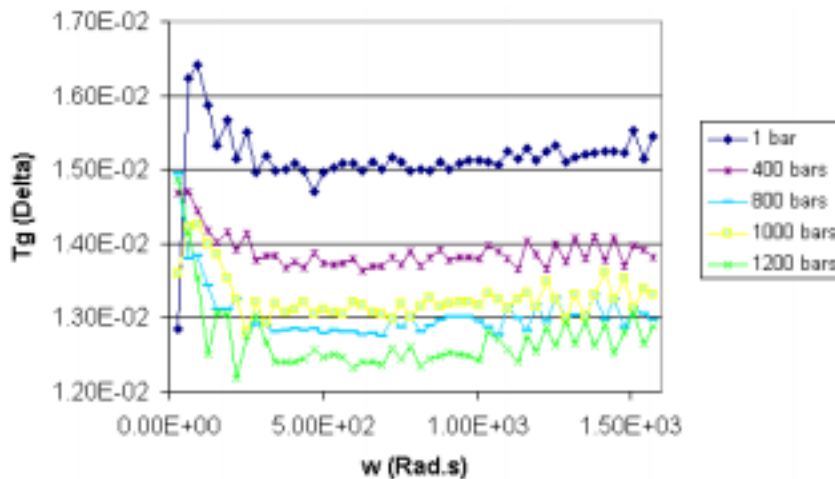


Figure 29 :Facteur de pertes en fonction de la pulsation pour différentes pressions à 50°C

La dépendance fréquentielle de $Tan(\delta)$ aux fréquences de travail est identique pour chaque palier de pression. Ce phénomène est observé pour toutes les températures.

La Figure 30 illustre la dépendance température/pression de $Tan(\delta)$.

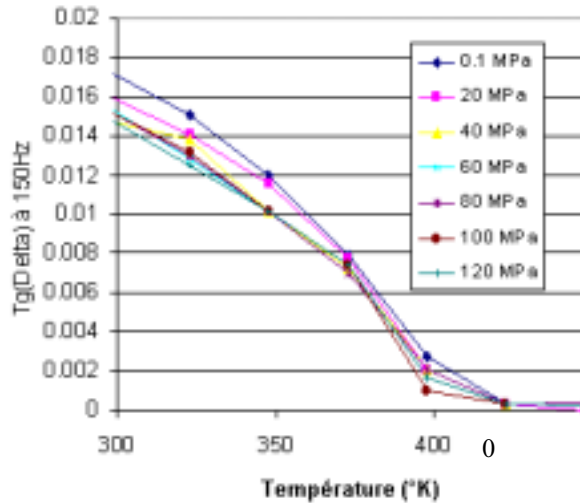


Figure 30 : Pertes diélectriques en pression et température à 150 Hz

Les pertes diélectriques, comme la valeur de la capacité C_S , décroissent de manière plus importante avec la température qu'avec la pression. Nous vérifions donc l'hypothèse théorique des équations [107], [111] et [115], sur la dépendance de la constante de temps τ intervenant dans l'expression [72]. On remarque de la même manière que précédemment, que lors du passage du condensateur au dessus de la valeur de la température de Curie, la valeur des pertes s'effondrent, ce qui confirme le fait que les charges liées ne dissipent plus d'énergie active, puisqu'il y a disparition des dipôles présents dans chaque maille cristalline, comme nous l'avons vu au chapitre 2.

Le comportement représentatif de nos condensateurs est illustré par la Figure 31, issue de mesures effectuées à 50°C en fonction de la pression.

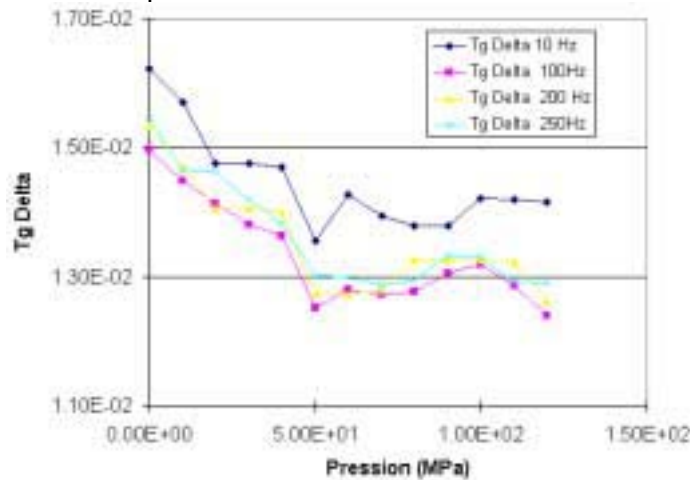


Figure 31 Facteur de perte en fonction de la pression

Le facteur de perte diminue de 14% sous l'application d'une contrainte de 120MPa. Sachant d'après l'expression [172], que $Tg(\delta)$ est le rapport de la partie imaginaire sur la partie réelle de la permittivité, pour comprendre d'où vient cette variation, il est nécessaire de regarder de plus près les variations respectives de ϵ' et ϵ'' , ainsi que de rapprocher ces variations des modèles théoriques vus précédemment.

Les Figure 32 et Figure 33 illustrent les variations de ϵ' et ϵ'' extraites, par les équations [131] et [132] des mesures de C_S et R_S .

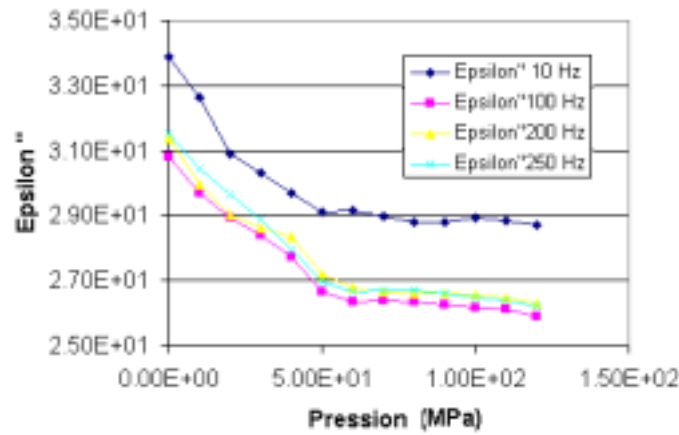


Figure 32 : ϵ'' fonction de la pression pour différentes fréquences ($T=50^\circ\text{C}$)

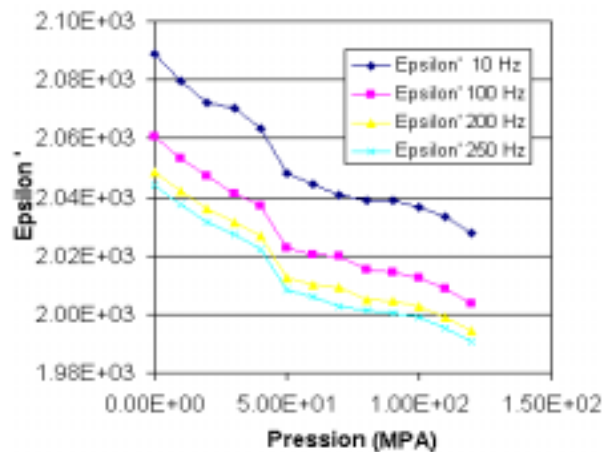


Figure 33 ϵ' fonction de la pression pour différentes fréquences ($T=50^\circ\text{C}$)

Nous voyons immédiatement que ϵ' et ϵ'' décroissent avec une augmentation de la pression. Si l'on considère la décroissance relative de ϵ' et ϵ'' , nous pouvons constater que ϵ' décroît de 2.7% pour une variation de pression de 0.1 à 120 MPa, alors que la variation relative de ϵ'' est d'environ 16% dans la même plage de variation de pression. Ce phénomène traduit un constat expérimental simple, basé sur les équations [68] et [69], selon lequel la partie réelle de l'admittance, reflétant l'énergie active dissipée par la capacité, décroît avec la pression, et ce beaucoup plus rapidement que ne décroît l'effet capacitif pur.

Les variations absolues en pression et température sont regroupées sur les Figure 34 et Figure 35 . Comment pouvons nous traduire ces variations expérimentales par rapport aux expressions de la capacité d'un condensateur ?

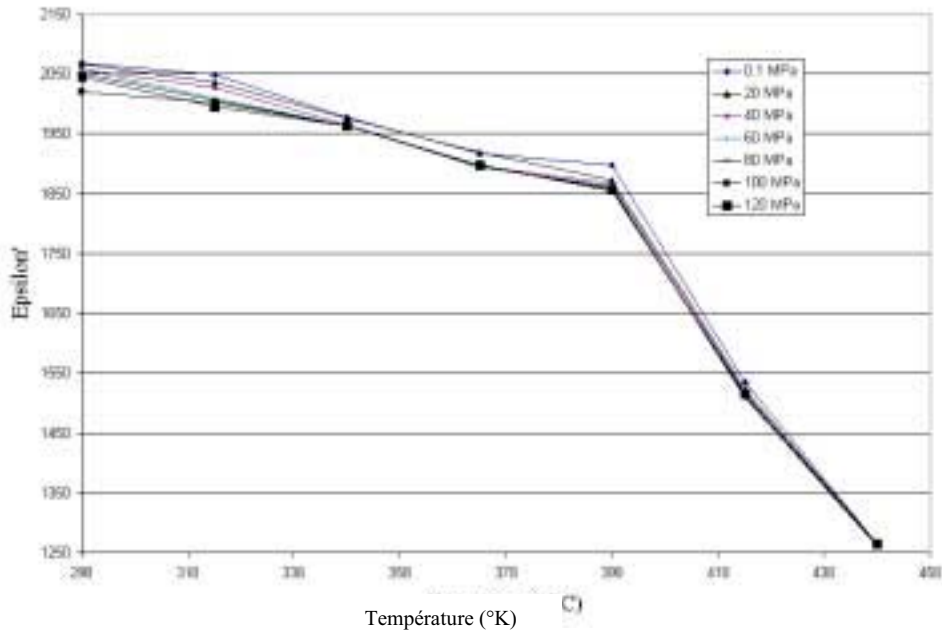


Figure 34 : ε' fonction de la pression et la température à 150 Hz

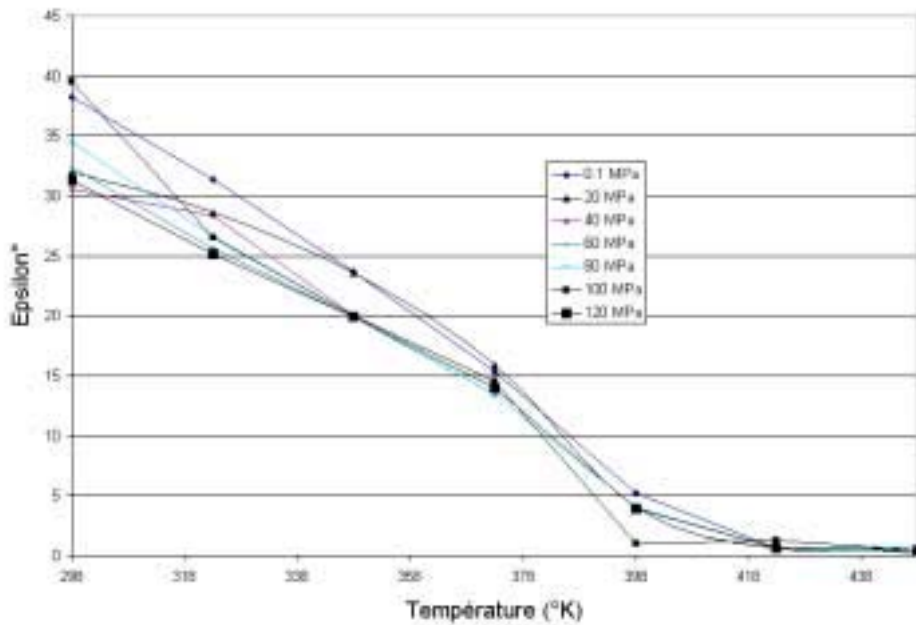


Figure 35 ε'' fonction de la pression et la température à 150 Hz

La dépendance à la température et à la pression peut être déduite de [55] et [61] :

$$\frac{\Delta C}{C} = \frac{\Delta \varepsilon_r(P, T)}{\varepsilon_r(P, T)} + 3 \left(\frac{P(1-2\nu)}{E} + \alpha \Delta T \right) \quad [138].$$

Nous avons vu dans le cas de C_0 , que le terme additif $3 \left(\frac{P(1-2\nu)}{E} + \alpha \Delta T \right)$ pouvait être négligé. Avec

[61], on peut écrire :

$$\frac{\Delta C}{C} \approx \frac{\Delta \varepsilon'(P, T)}{\varepsilon'(P, T)} + j \cdot \frac{\Delta \varepsilon''(P, T)}{\varepsilon''(P, T)} \quad [139]$$

En utilisant l'approche théorique du modèle de Pollack et Geballe (équations [104] et [105]), modèle permettant de considérer la dépendance de la permittivité à la température et à la pression comme non liées entre elles (r , ΔE et τ , sont des variables indépendantes), on peut écrire :

$$\frac{\Delta \epsilon'(T,P)}{\epsilon'(T,P)} = \frac{\Delta \epsilon'(T)}{\epsilon'(T)} + \frac{\Delta \epsilon'(P)}{\epsilon'(P)} \quad [140] \quad \text{et} \quad \frac{\Delta \epsilon''(T,P)}{\epsilon''(T,P)} = \frac{\Delta \epsilon''(T)}{\epsilon''(T)} + \frac{\Delta \epsilon''(P)}{\epsilon''(P)} \quad [141]$$

La dépendance de ϵ' et ϵ'' à la température (premiers termes de la somme dans les équations [199] et [200]) ne s'exprime pas simplement car T intervient dans [104] et [105] au travers de la dilatation thermique (augmentation de r), du terme lié à l'énergie ($\frac{\Delta E}{2kT}$), et de la constante de temps τ dont la valeur change avec la température. Pour résoudre la dépendance de la constante de temps à la température, l'étude des pertes diélectriques ($\text{tg}(\delta)$) nous permet d'obtenir directement la variation expérimentale de la valeur de τ en utilisant le rapport de [104] sur [105]. Par [115], pour une pression donnée, en traçant la courbe $\text{Ln}(\tau)=f(1/T)$, on obtient la valeur de $\frac{\Delta E}{k}$, donc la valeur de l'énergie d'activation du phénomène de polarisation. Dans l'hypothèse d'une constante de temps unique, le graphe obtenu est une droite. Or les mesures expérimentales (Figure 36) montrent la combinaison de deux droites, donc de deux énergies d'activation différentes.

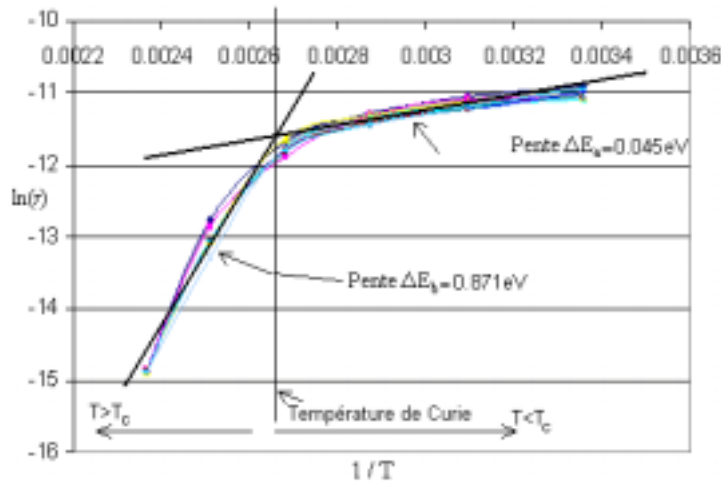


Figure 36 Extraction de l'énergie d'activation intervenant dans la dépendance thermique de la constante de temps, pour toutes les pressions.

Des courbes expérimentales, nous pouvons faire apparaître deux énergies d'activation distinctes. En effet, nous avons vu (Chapitre 2) que la température de Curie dans les condensateurs céramiques, et notamment dans le BaTiO_3 modifie l'apparition des dipôles contenus dans la maille cristalline. Si l'on porte le cristal au dessus de la température de Curie, la polarisation par maille disparaît. L'hypothèse de Pollack et Geballe stipule une distribution uniforme des dipôles dans un cristal macroscopique isotrope. Le diélectrique réel est plutôt constitué de grains de tailles différentes, séparés par une surface fractale aussi appelée surface de joint de grains (Figure 37)

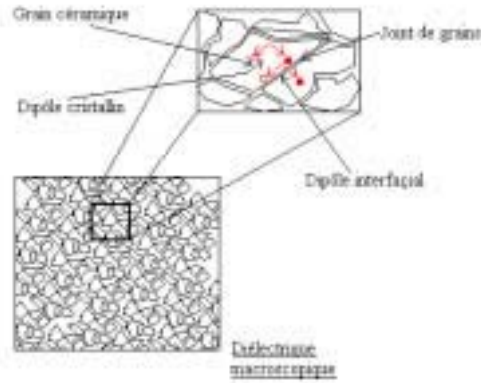


Figure 37 : Dipôles interfaciaux et dipôles cristallins.

Les domaines de polarisation s'étendent sous forme de grains, pour lesquels la taille détermine la réponse à une sollicitation par un champ électrique, et donc la permittivité relative du milieu. Plus la taille des grains est faible et plus élevée sera la permittivité. A contrario, la stabilité thermique s'en trouve dégradée, ce qui explique que les condensateurs NPO, à grande taille de grain, sont plus stables en température. La polarisation intrinsèque (à l'intérieur des grains), est prépondérante pour une température inférieure à la température de Curie. Lors d'une augmentation de température, cette polarisation diminue, car la maille de cristal se stabilise, et le dipôle intrinsèque disparaît.

Dans un mécanisme à plusieurs constantes de temps réparties, le temps de relaxation équivalent se déduit de la somme des contributions de fréquences de relaxation des différents mécanismes, soit :

$$\frac{1}{\tau} = \sum_i \frac{1}{\tau_i} = \frac{1}{\tau_a} + \frac{1}{\tau_b} \quad [142],$$

avec τ_a la constante de relaxation du mécanisme a, et τ_b la constante de relaxation du mécanisme b. En appelant τ_{a0} et τ_{b0} les valeurs du terme pré-exponentiel pour les mécanismes a et b, [142] devient :

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau_{a0}(P).e^{\frac{\Delta E_a}{kT}}} + \frac{1}{\tau_{b0}(P).e^{\frac{\Delta E_b}{kT}}} \quad [143]$$

La courbe expérimentale de la Figure 36 nous permet d'extraire $\Delta E_a=0.04\text{eV}$ [144], $\tau_{a0}=2.98^{e-6}$ s (polarisation cristalline), $\Delta E_b=0.871\text{eV}$ [145], et $\tau_{b0}=2.85^{e-17}$ s pour la polarisation interfaciale.

Pour modéliser la dépendance de la constante de temps à la pression, nous pouvons partir de l'équation [115] associée à chaque mécanisme de polarisation. En écrivant que sous compression isostatique $R=R_0(1+\frac{\Delta R}{R_0})$ [146], avec l'hypothèse selon laquelle $R \gg a$

$$\tau_a(P,T) = \tau_{a0} e^{\frac{2.R_0}{a} \left(1 + \frac{\Delta R}{R_0}\right)} e^{\frac{\Delta E_a}{kT}} \quad [147]$$

Après simplification,

$$\tau_a = \tau_{a0} e^{\frac{2.R_0}{a}} e^{\frac{\Delta E_a}{kT}} e^{\frac{2.R_0}{a} \frac{(1-2.\nu).P}{E}} = \tau_a e^{\frac{2.R_0}{a} \frac{(1-2.\nu).P}{E}} e^{\frac{\Delta E_a}{kT}} \quad [148]$$

L'expression pour τ_b est de la même forme. Si l'on injecte l'expression complète de τ_a et τ_b dans [142], on obtient :

$$\frac{1}{\tau} = e^{-\frac{2.R_0}{a} \left(\frac{1-2.\nu}{E}\right).P} \cdot \left(\frac{1}{\tau'_a e^{\frac{\Delta E_a}{kT}}} + \frac{1}{\tau'_b e^{\frac{\Delta E_b}{kT}}} \right) = \frac{1}{A(T) \cdot \left(e^{\frac{2.R_0}{a} \left(\frac{1-2.\nu}{E}\right).P} \right)} \quad [149]$$

La dépendance à la pression est donc théoriquement identique pour les deux phénomènes, et ce quelle que soit la température. Comme pour la dépendance à la température, nous pouvons, en traçant le graphe de Ln(τ) en fonction de la pression, obtenir la valeur de l'expression de :

$$\frac{2R_0(1-2.\nu)}{a.E} = -1.2.10^{-3} / \text{MPa} \quad [150]$$

On remarque d'ailleurs expérimentalement, que la décroissance en pression est identique pour toutes les températures mesurées. Pour ce qui est des valeurs de τ'_a et τ'_b , pour le mécanisme a et pour le mécanisme b, sur la Figure 36, nous pouvons écrire :

$$\ln(\tau_a) = \ln(\tau'_a) + \frac{2.R_0}{a} \left(1 - \frac{2.\nu}{E}\right) P + \frac{\Delta E_a}{kT} \quad [151]$$

soit expérimentalement, $\tau'_a = 4.10^{-6} s$ [152] et $\tau'_b = 3.3.10^{-17} s$ [153].

Une simulation numérique utilisant ces valeurs expérimentales et le modèle de dépendance à la température que nous venons de calculer permet de modéliser le comportement en température de $\tau(P,T)$, donc de Tg(δ), que nous avons mesuré sur la Figure 30 :

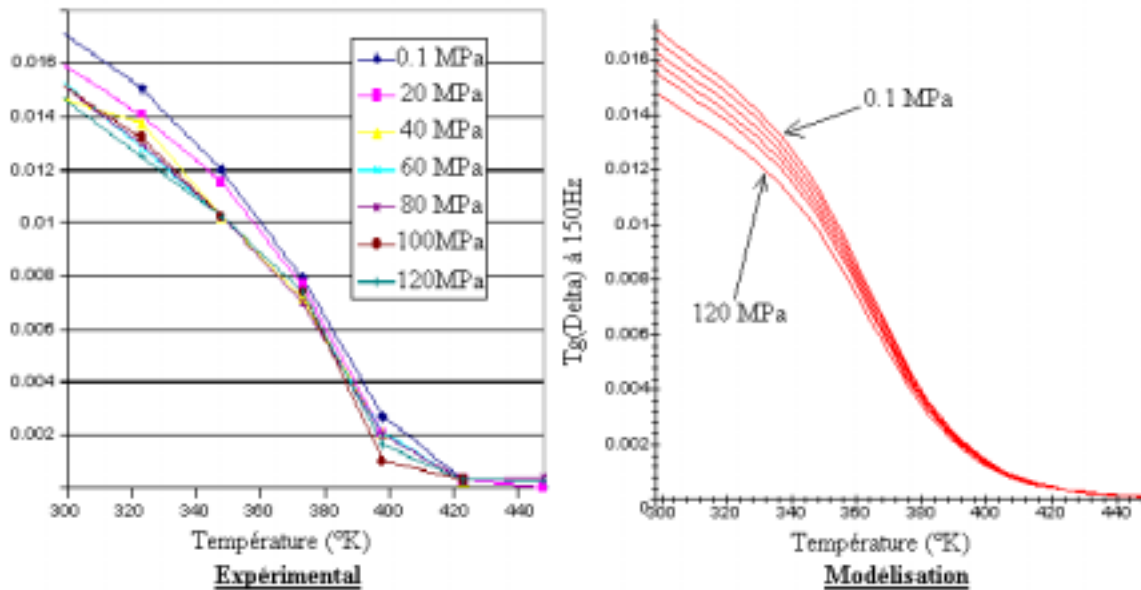


Figure 38 : Comparaison entre les données expérimentales et le modèle de variation des pertes diélectriques en pression et température

Le modèle théorique sur la constante de temps de relaxation utilisé (expression de Mott) est donc valide pour appréhender le comportement des condensateurs en HTFP. Ce modèle à double constante de temps, est basé sur l'expression [149], avec les valeurs numériques de τ'_a et τ'_b , E_a et E_b , E le module d'Young et ν le coefficient de poisson donnés respectivement par [152] et [153], [144] et [145], $E = 300 \text{ GPa}$, et $\nu = 0.3$. Le rapport $\frac{R_0}{a}$ est égal à 600, ce qui confirme bien l'hypothèse de Mott. Si maintenant nous voulons réinjecter l'expression de τ dans les expressions de ϵ' et ϵ'' du modèle de

Pollack et Geballe ([104] et [105]), en y incluant les variations de r dues aux effets combinés de la température et de la pression, nous devons tenir compte « des deux phénomènes de polarisation » intervenant au dessus et au dessous de la température de Curie.

Les expressions [163] et [164] comportent chacune un terme dépendant du produit $\omega\tau$, et un terme comportant un certain nombre de paramètres, que nous allons détailler. Nous pouvons constater que les expressions de ϵ' et ϵ'' sont respectivement dépendantes de :

$$\epsilon'(\omega) = f(P, T) \cdot \frac{1}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad [154]$$

$$\epsilon''(\omega) = f(P, T) \cdot \frac{\omega\tau}{1 + \omega^2 \tau^2} \quad [155]$$

avec la fonction $f(P, T)$ décrite par la relation : $f(P, T) = \frac{ne^2 r^2 \cos(\theta)}{4\epsilon_0 kT \cosh^2(\frac{\Delta E}{2kT})}$ [156]

Les relations [154] à [156] sont valides dans le cas des hypothèses de Debye, ce qui veut dire une expression de la constante de temps de la forme explicitée dans l'expression [111].

En utilisant cette expression dans l'expression générale de τ , nous obtenons les variations de $\frac{1}{1 + \omega^2 \tau^2}$

et de $\frac{\omega\tau}{1 + \omega^2 \tau^2}$ en fonction de la température et à la pression :

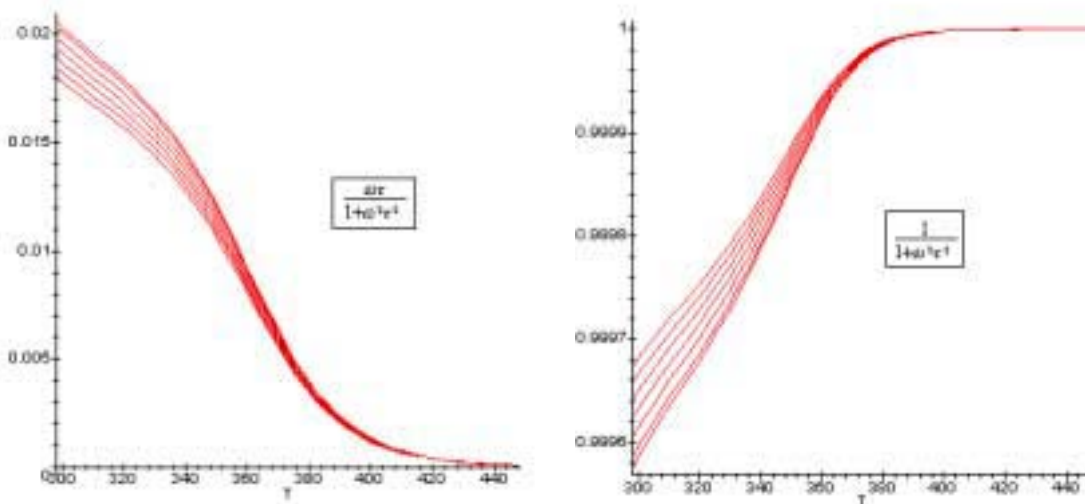


Figure 39 : Dépendance à la température et à la pression des termes en $\omega\tau$ intervenant dans ϵ' et ϵ''

On peut voir sur la figure 39, que le terme $\frac{\omega\tau}{1 + \omega^2 \tau^2}$, contenu dans ϵ'' est proche de $\omega\tau$, et le terme en

$\frac{1}{1 + \omega^2 \tau^2}$, contenu dans ϵ' , est quasi égal à 1. Toutes les variations expérimentales observées dans les

mesures de ϵ' et ϵ'' dépendent de la fonction $f(P, T)$. En faisant l'approximation selon laquelle $\cos(\theta)$ est égal à 1, la fonction $f(P, T)$ dépend de n le nombre de dipôles, de r la distance de saut de charge, de la température, et de l'énergie au travers du terme en cosinus hyperbolique. Si nous nous intéressons au phénomène de polarisation au dessous de la température de Curie (soit pour une énergie égale à ΔE_a et dont la variation en pression et en température, obtenues par identification des relations [111] et [148], est représentée sur la Figure 40), la distance de saut peut s'exprimer sous la forme :

$$R = R_0 \left(1 + \frac{\Delta R}{R_0} \right) = R_0 \left(1 - \frac{1 - 2\nu}{E} \cdot P + \alpha \cdot \Delta T \right) \quad [157]$$

Considérons la distance R_0 inférieure au paramètre de maille du cristal (ce qui se justifie au vue de l'énergie d'activation). Le nombre total de dipôles n peut être obtenu en considérant le rapport de la densité du cristal de BaTiO_3 , par rapport à la densité mesurée du diélectrique de la capacité réelle [MEDJ 97]. On obtient $n \approx 1.2 \cdot 10^{22}$ dipôles/cm³.

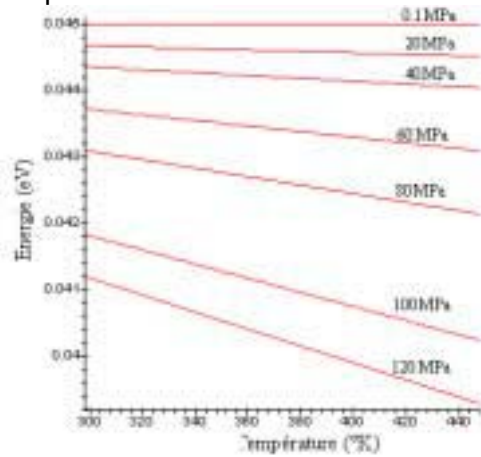


Figure 40 : Variations de l'énergie d'activation du mécanisme dipolaire sous T_c

Les Figure 34 et Figure 35 montrent une chute brutale au delà du seuil de T_c . Cette chute peut être expliquée dans le modèle par la disparition des dipôles impliqués dans le phénomène de polarisation. Ces dipôles, agissant dans le phénomène de ferroélectricité sur les structures pérovskites telle celle du BaTiO_3 , disparaissent à l'approche de la température de Curie [DIE].

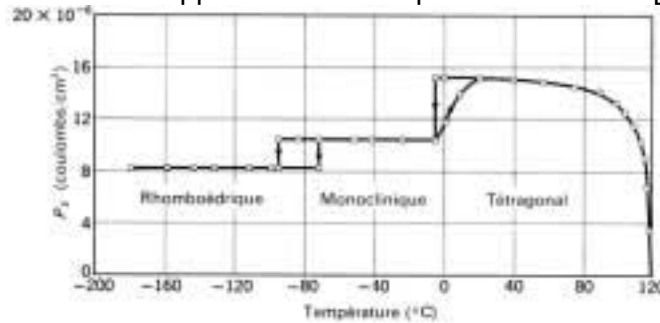


Figure 41 Polarisation spontanée sur du BaTiO_3 en fonction de la température

La Figure 41 [Kitt] nous montre la variation de la polarisation statique (proportionnelle au nombre de dipôles au travers de la relation [96]), en fonction de la température. Cette variation peut être expérimentalement approximée entre 25°C et la température de Curie, comme une fonction de la forme :

$$n = N_0 (1 - e^{-\delta(T - T_c)}) \quad [158]$$

avec δ un facteur correctif tenant compte de la vitesse de chute de n avec la température. Nous obtenons alors une variation de ϵ' et ϵ'' s'annulant au dessus de la température de Curie, ce qui n'est pas en accord avec les courbes expérimentales des Figure 34 et Figure 35. Pour compenser cette persistance d'un comportement dipolaire au dessus de T_c , probablement due aux dipôles dont la nature est plutôt celle de transferts de charges interfaciaux, ou de sauts d'états localisés successifs, nous pouvons modifier l'expression [156] de la manière suivante :

$$n = N_0 \left(1 - \frac{e^{-\delta(T - T_c)}}{1 + e^{-\delta(T - T_c)}} \right) = \frac{N_0 e^{-\delta(T - T_c)}}{1 + e^{-\delta(T - T_c)}} \quad [159]$$

ou N_0 représente le nombre de dipôles intrinsèques à température ambiante, T_c la température de Curie, et δ un facteur de forme, pour lequel la valeur déduite des mesures expérimentales est de : $\delta=0.05$. Nous obtenons alors pour ϵ' et ϵ'' , les variations modélisées suivantes :

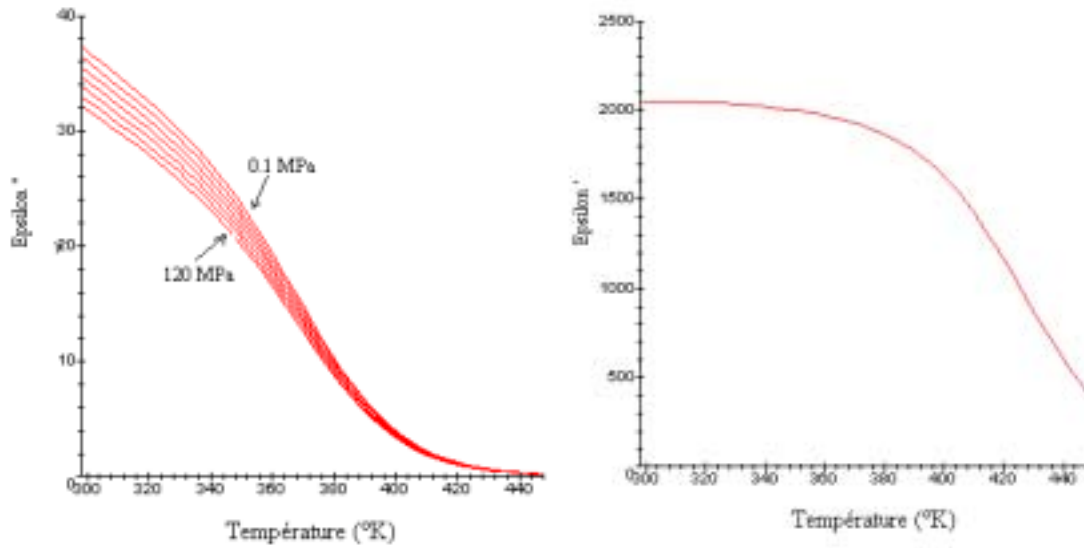


Figure 42 : Modélisation du comportement de ϵ' et ϵ'' en pression et température

La Figure 42 peut être comparée respectivement aux figures 35 et 34. Nous pouvons voir un très bon accord entre le modèle théorique et les variations en pression et température obtenues sur ϵ'' . Les variations de ϵ' par contre, même si l'on retrouve une quasi invariance à la pression dans le modèle théorique, ne concordent pas pour les températures élevées. Ce modèle rend uniquement compte des variations de comportement des dipôles intrinsèques. Il est basé sur la disparition de ces dipôles avec une augmentation de la température, et ne tient pas compte d'éléments tels que le comportement des électrodes (bloquantes ou non bloquantes). Ce modèle est malgré tout représentatif du comportement diélectrique d'un condensateur soumis à une contrainte de pression, et de température. Une approche par le modèle de Pike conduit au même constat. Les expressions [125] et [126], au sein desquelles les valeurs A'' et A' sont des fonctions de P et de T , et dont la forme est identique à celle de l'équation [121], ainsi qu'en affectant à ΔE la variation modélisée précédemment (identification de [111] et [148]),

à τ_1 l'expression $\tau_1 e^{\frac{2.R_0}{a} \left(\frac{1-2.v}{E} \right). P}$ et à A une fonction de la forme de l'expression [158], on obtient une modélisation identique des courbes expérimentales que celle obtenue à l'aide du modèle de Pollack et Geballe. L'avantage d'une modélisation par le modèle de Pike reste l'apparition de la dépendance à la pression plus proche des valeurs expérimentales que celles modélisées par le modèle de Debye. Toutefois, dans la gamme des basses fréquences de travail de notre application, on peut considérer que le modèle présenté s'avère suffisant à la fois pour rendre compte de l'évolution des pertes diélectriques, mais aussi pour envisager les variations comportementales en pression et température de condensateurs céramiques à base de $BaTiO_3$.

En conclusion de ce paragraphe, le modèle présenté, représentatif des variations, mesurées expérimentalement, de comportement dipolaire en pression et température d'un condensateur, peut se résumer de la manière suivante :

En considérant la variation relative de capacité donnée par l'expression [55], nous avons vu que :

$$\frac{\Delta C}{C} \approx \frac{\Delta \epsilon'(P,T)}{\epsilon'(P,T)} + j \cdot \frac{\Delta \epsilon''(P,T)}{\epsilon''(P,T)} \quad [160]$$

Les expressions complètes, selon le modèle de Pollack et Geballe sont données par :

$$\varepsilon''(\omega, T, P) = \frac{\frac{N_0 e^{-\delta(T-T_c)}}{1+e^{-\delta(T-T_c)}} e^2 \left(R_0 \left(1 - \frac{1-2\nu}{E} P + \alpha \Delta T \right) \right)^2 \cos(\theta)}{4\varepsilon_0 kT \cosh^2 \left(\frac{\Delta E_a - k.T. \frac{2.R_0}{a} \left(\frac{1-2\nu}{E} \right). P}{2kT} \right)} \cdot \frac{\omega \tau}{1+\omega^2 \tau^2} \quad [161]$$

$$\varepsilon''(\omega, T, P) = \frac{\frac{N_0 e^{-\delta(T-T_c)}}{1+e^{-\delta(T-T_c)}} e^2 \left(R_0 \left(1 - \frac{1-2\nu}{E} P + \alpha \Delta T \right) \right)^2 \cos(\theta)}{4\varepsilon_0 kT \cosh^2 \left(\frac{\Delta E_a - k.T. \frac{2.R_0}{a} \left(\frac{1-2\nu}{E} \right). P}{2kT} \right)} \cdot \frac{1}{1+\omega^2 \tau^2} \quad [162]$$

$$\tau = \frac{\tau_a \tau_b \left(e^{\frac{\Delta E_a}{kT} + \frac{\Delta E_b}{kT} + \frac{2.R_0}{a} \left(\frac{1-2\nu}{E} \right). P} \right)}{\tau_a e^{\frac{\Delta E_a}{kT}} + \tau_b e^{\frac{\Delta E_b}{kT}}} \quad [163]$$

avec N_0 le nombre de dipôles à température ambiante ($1.2.10^{22}$), δ un facteur correctif, T_c la température de Curie (120°C), R_0 la distance moyenne de saut de la charge dipolaire à température ambiante, ν le coefficient de Poisson (0.3), E le module d'Young (300 Gpa), α le coefficient de dilatation thermique ($1^{-6}\text{ppm}/^\circ\text{C}$), ε_0 la permittivité diélectrique du vide, k la constante de Boltzmann, ΔE_a et ΔE_b

les énergies d'activations de la polarisation dipolaire, τ_a et τ_b deux constantes expérimentales.

Ce modèle, testé pour différentes pulsations s'est avéré cohérent pour les variations des pertes diélectriques, et pour les variations de la partie imaginaire de la permittivité (soit encore pour la partie réelle de l'impédance). Les variations des valeurs de Cs sont dans tout les cas sur estimées, ce qui constitue une forme de « pire cas ». De la même manière, si l'on souhaite modéliser le comportement expérimental en fonction de la pulsation en utilisant le modèle de Pike :

$$\varepsilon''(\omega) = A \cdot \frac{1}{\cos\left(\beta \frac{\pi}{2}\right)} \cdot \frac{\omega^{-\beta}}{\cosh^2 \left(\frac{\Delta E_a - k.T. \frac{2.R_0}{a} \left(\frac{1-2\nu}{E} \right). P}{2kT} \right)} \cdot \tau_{a_0}' e^{\frac{2.R_0}{a} \left(1 + \frac{\Delta R}{R_0} \right)^\beta} \quad [164]$$

Ce modèle donne des résultats quasi identiques, mais la dépendance à la pulsation est une fonction de β (déterminée expérimentalement), et dont la valeur varie avec les caractéristiques propres de chaque condensateur. En effet, sachant que $n=1-\beta$, et que les déterminations expérimentales de n fluctuent en fonction de la valeur de Rf, il est préférable pour définir les variations globales en fonction de la pulsation, d'utiliser un modèle de type Pollack et Geballe, modèle apparenté au modèle de Debye.

Nous avons donc établi un modèle comportemental permettant de rendre compte, dans la gamme de fréquence de notre application, des variations expérimentales mesurées sur nos condensateurs, en température et en pression.

2.3. Comportement des résistances

2.3.1. Résistances mises en œuvre dans notre application

Comme nous le verrons dans le chapitre suivant, les résistances utilisées dans le cadre de notre application sont de deux natures : des résistances de précision, constituées de couches minces métalliques et destinées à assurer une bonne stabilité du gain des étages d'amplification, et des résistances CMS en hybride couche épaisse, faites à partir d'encres sérigraphiées, utilisées au niveau des étages de filtrage.

L'approche comportementale des couches métalliques décrites dans le deuxième chapitre nous permet de comprendre les variations de résistances dues aux conditions de température des environnements HPFT. En effet, les variations de résistances peuvent être approchées par les relations [47] et [48] du Chapitre 2. La relation [47] chapitre 2 nous montre la dépendance aux variations géométriques, et la relation [48] nous donne une indication sur le « coefficient de température », dont la valeur dépend de la constitution de la résistance, et donc de la conductivité intrinsèque du matériau. Ces résistances, constituées d'alliages ont une stabilité en température inférieure à 50ppm/°C, ce qui dans le cadre de notre application, représente moins de 0.75% dans le pire des cas. Les variations géométriques dues au facteur température peuvent être négligées de par le freinage thermomécanique dû au substrat (voir chapitre 2). Qu'en est-il alors pour les variations comportementales dues à la contrainte de pression. En utilisant les variations géométriques dues aux valeurs de la compressibilité des métaux dans la relation [47] chapitre 2 sur des couches métalliques minces, **il apparaît de manière claire que les effets de la pression sont négligeables sur ce type de résistance**. Nous verrons plus loin que les variations expérimentales mesurées sur ces résistances, dans la gamme de pression de 0.1 à 120MPa, sont en adéquation avec ce constat.

En ce qui concerne les résistances hybrides couche épaisse, les variations comportementales thermiques, et sous l'effet de la pression ne sont plus négligeables. Les phénomènes de conduction intervenant ne faisant plus seulement référence à la compressibilité des matériaux et à la mobilité ou au nombre des porteurs, il est nécessaire de faire intervenir des modèles plus complexes pour rendre compte des variations expérimentales observées.

2.3.2. Effet des contraintes de pression sur les encres sérigraphiées

La couche conductrice des ces résistances est constituée de grains conducteurs (métal-oxydes), insérés dans une matrice polymère ou de verre. Les matériaux utilisés dans la fabrication de résistances couches épaisses peuvent être distingués selon deux catégories : les matrices, et les grains conducteurs. Ces derniers ne sont généralement pas constitués de métaux purs (voir chapitre 2 sur la sensibilité des métaux à la contrainte de température), mais d'oxyde de métal de transition [OUS 89], comme par exemple le PbO, ou le RuO₂ (oxyde de Ruthénium). De tels matériaux, semi conducteurs dégénérés, voient leur propriétés de conduction décrites par une bande de quasi conduction très étroite, induisant une mobilité diminuée, et un TCR de type métallique (positif), mais de valeur faible, d'où la stabilité thermique.

Une couche résistive sérigraphiée est composée d'une structure inhomogène de grains conducteurs plus ou moins jointifs, et de tailles variable. Les propriétés de conduction électrique dépendent du transport des charges le long des chemins de moindre résistance, en d'autre terme, ces propriétés de conduction sont dépendantes de la percolation au travers du matériau composite ainsi constitué, entraînant une diminution de la section équivalente de conduction par rapport à la section de conduction du matériau massif. Sans tenir compte dans l'immédiat des équations complexes de la percolation,

nous pouvons dire qu'il existe trois contributions principales à la conduction dans un matériau inhomogène :

- La résistance de constriction aux contacts
- La résistance par effet Tunnel inter-grains.
- La résistance intrinsèque de la charge conductrice.

Pour appréhender l'effet de la pression sur une couche de matériau inhomogène, nous devons considérer dans un premier temps, la résistance intrinsèque de la charge. Nous avons vu aux paragraphes précédents, que la mobilité, ainsi que le nombre de porteurs n'est pas influencé par la pression. D'après Fucks et Sondheimer [OUS 89], la diminution de la section apparente de conduction ou une configuration en grain conducteur favorise une diffusion des électrons par les zones périphériques des grains conducteurs. L'accroissement de la résistivité ainsi obtenue ne devient sensible que si l'épaisseur du grain conducteur est inférieure au libre parcours moyen des électrons, ce qui n'est pas le cas dans notre application, vu les températures d'utilisation, et la structure des matériaux employés. Nous nous ramenons donc au cas d'une conduction intrinsèque par effet du champ au sein des grains conducteurs. Ce phénomène n'étant pas sensible à la pression ambiante, nous pouvons considérer que les deux contributions majeures à la conduction dans un matériau inhomogène sont la résistance de constriction inter-grains, et la conduction par effet tunnel.

Pour comprendre ces deux effets, nous allons nous intéresser aux effets microscopiques de conduction dans ces structures inhomogènes.

2.3.3. Approche microscopique

Les deux principes fondamentaux de la résistance de contact particule-particule conductrices sont la résistance de constriction, et l'effet tunnel.

La résistance de constriction peut se définir comme suit :

$$R_{CR} = \frac{\rho_i}{d} \quad [165] \text{ avec } \rho_i \text{ la résistivité intrinsèque du grain, et}$$

d le diamètre du « spot », en considérant que la surface de contact entre les grains conducteurs est circulaire.

Pour ce qui est de l'effet Tunnel, la probabilité de transfert tunnel est proportionnelle à la hauteur de la barrière de potentiel que la charge doit franchir pour passer d'un grain à l'autre, à la largeur de cette barrière de potentiel. La résistivité intrinsèque de la barrière n'intervient pas, autrement dit, quelle que soit la constitution de cette barrière (Oxyde, Polymère, composés organiques), l'effet tunnel sera principalement dépendant de la géométrie du grain. D'après Dietrich [DIET], le terme de résistance Tunnel, peut s'exprimer sous la forme :

$$R_T = \frac{\rho_t}{a} \quad [166] \text{ avec } \rho_t \text{ la résistivité intrinsèque du grain, et}$$

a le diamètre du spot des surfaces en vis à vis de chaque coté de la barrière de potentiel. Dans le cas d'un contact généralement imparfait, et en approximant les surfaces en regard de chaque grain par des surfaces circulaires, nous pouvons considérer que la résistance équivalente associée à deux grains consécutifs s'exprime sous la forme :

$$R_{Contact} = \frac{\rho_i}{d} + \frac{\rho_t}{a} \quad [167]$$

Nous verrons dans le paragraphe suivant, que les valeurs de a et de d influencent le terme de résistance total du point de vue macroscopique.

En règle générale, le terme ρ_t / a est prépondérant sur la conductivité d'un matériaux inhomogène.

Lorsque la largeur de barrière de contact avoisine des épaisseurs de l'ordre de 10 à 15 nanomètres, on peut envisager le transfert d'électrons par effet tunnel, assisté éventuellement par phonons, et donnant lieu à une faible énergie d'activation. La probabilité de transfert au travers d'une barrière ayant une énergie ΔE , une distance r , à pour forme, d'après Miller et Abraham :

$$p = C.e^{-\left(\frac{\Delta E}{kT} + 2\alpha r\right)} \quad [168]$$

Ceci amène une valeur de la résistivité tunnel de la forme :

$$\rho = \rho_0 e^{\left(\frac{E_s}{kT}\right)} \quad [169]$$

avec E_s une énergie d'activation variant de quelques millièmes à quelques centièmes d'électron volts, et ρ_0 le terme de résistivité intégrant le nombre de transitions élémentaires entre états, faisant intervenir du même coup la largeur de la barrière de potentiel intergranulaires. En admettant que ρ_0 soit de la forme :

$$\rho_0 = C e^{\beta \cdot l} \quad [170]$$

la valeur de la résistivité tunnel prend alors la forme :

$$\rho_t = C e^{\beta \cdot l} e^{\left(\frac{E_s}{kT}\right)} \quad [171]$$

Le terme en l montre donc une possible dépendance à la pression, sachant que la dimension géométrique de la barrière peut être influencée par l'application d'une pression extérieure.

Nous allons voir maintenant l'influence de ces paramètres sur un échantillon macroscopique.

2.3.4. Phénomène macroscopique

Les propriétés de conduction des systèmes composites s'interprètent à l'échelle macroscopique en terme de phénomène de percolation. La théorie des milieux effectifs tente de quantifier la résistance de ces systèmes, en se basant sur l'idée que la contribution de chaque phase de conductivité dépend non seulement de la quantité relative de phases conductrices présentes, mais aussi de son degré d'inter-connectivité.

Ce degré d'inter-connectivité dépend de la répartition géométrique des grains conducteurs. Dans le modèle simplifié que nous allons utiliser, nous considérons les grains comme étant de forme sphérique. En considérant « a » la surface du spot de contact entre les particules, et d le diamètre de cette surface, on en déduit pour des particules sphériques, que :

$$d = \left(\frac{4a}{\pi}\right)^{\frac{1}{2}} \quad [172]$$

L'aire a est une fonction de la pression appliquée P , et de la déformation résultante de chaque grain. Conformément à ce que nous avons vu au chapitre 1, il existe deux déformations mécaniques possibles. Une déformation de type plastique, et une déformation de type élastique. La limite de déformation plastique et la magnitude de la déformation pour une force donnée est contrôlée par un paramètre matériel appelé « Dureté de contact », notée H . La mesure de dureté (dureté Brinell, Vickers) est basée sur la pénétration forcée d'un indenteur à la surface du matériau. Une valeur de dureté est déduite de la mesure de la profondeur et des dimensions de l'empreinte faite par l'indenteur à la surface du matériau, pour des forces et des vitesses de pénétration contrôlées.

Les aires de contact des deux sphères peuvent alors être déterminées par les relations :

$$\text{En zone Plastique : } a = \frac{P}{H} \quad [173a]$$

$$\text{En zone Elastique : } a=2.43\left(\frac{P.D}{E}\right)^{\frac{2}{3}} \quad [173b]$$

Avec D le diamètre de la particule conductrice, et E le module d'Young du matériau qui la compose. Dans la plupart des cas, la déformation des grains est une combinaison des régions plastiques et élastiques. On introduit alors le terme empirique ξ pour tenir compte d'une contribution des deux phénomènes de déformation. L'équation 173a devient alors :

$$a=\frac{P}{\xi.H} \quad [174], \text{ et } \xi=0.2 \text{ pour une déformation élastique pure, } \xi=1 \text{ pour une déformation}$$

purement plastique. Pour la plupart des matériaux, $\xi=0.7$.

En réinjectant [173b], ainsi que [174] dans [167], on obtient la résistance de contact associée aux déformations plastiques et élastiques par grains :

$$R_{\text{Contactplastique}}=0.89\rho_i\left(\frac{\xi.H}{P}\right)^{\frac{1}{2}}+\rho_T\left(\frac{\xi.H}{P}\right) \quad [175]$$

$$R_{\text{Contactélastique}}=0.57\rho_i\left(\frac{E}{P.D}\right)^{\frac{1}{2}}+0.26\rho_T\left(\frac{E}{P.D}\right)^{\frac{2}{3}} \quad [176]$$

D'après Yashuda & Nagata, la résistance composite totale, applicable sur une couche de matériau, est de la forme :

$$R_{\text{composite}}=2.R_e+\frac{(M-1)R_{\text{contact}}+M.R_i}{N} \quad [177]$$

avec R_{contact} la résistance de contact entre deux grains, consistant en la mise en parallèle de $R_{\text{Contactplastique}}$ et de $R_{\text{Contactélastique}}$ (Figure 43a), M le nombre de particules formant un chemin de conduction, N le nombre de chemins de conduction, R_i la résistance intrinsèque par grains, et R_e la résistance de contact vers le composite. Pour aborder la répartition géométrique des grains dans la piste conductrice, nous pouvons utiliser le modèle simplifié d'un empilement de sphères dans un parallélépipède rectangle selon une maille cubique simple (Figure 43b).

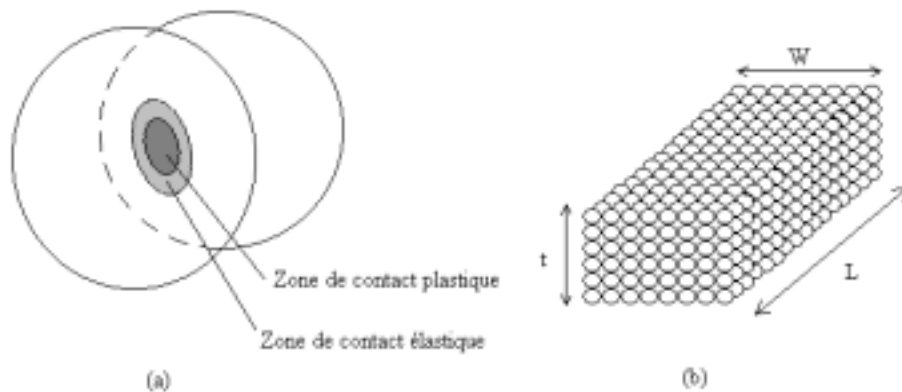


Figure 43 : Modèle de conduction macroscopique

Si l'on considère que les chemins de conduction ne se font que dans l'axe de la longueur de l'échantillon, le nombre de chaîne de conduction est égal à la surface de section conductrice, de l'échantillon, divisée par la surface d'une seule chaîne de conduction. Si le diamètre d'une particule est D, la nombre de chemins N, s'écrit $N=\frac{W.t}{D^2}$ [178], et le nombre de particules par chaîne est alors

$M = \frac{L}{D}$ [179]. Pour des échantillons où le rapport L/D est grand, on peut considérer $M-1 \approx M$. De plus, Rushan et Al [Rush] proposent une simplification consistant à approximer la résistance d'une particule en utilisant un cylindre de volume identique à la sphère, et dont la longueur est égale au diamètre de la sphère. En utilisant cette simplification, l'équation [177] se réécrit :

$$R_{composite} = \left(\frac{L \cdot D}{W \cdot t}\right) R_{contact} + \left(\frac{L}{W \cdot t}\right) \frac{\rho_i}{\pi/6} \quad [180]$$

Si l'on décrit séparément la contribution de la résistance composite à déformation plastique, et de la résistance à déformation élastique, on obtient :

$$R_{compositeplastique} = 0.89 L \cdot \rho_i \left(\frac{\xi H}{P W t}\right)^{\frac{1}{2}} + L \cdot \rho_T \left(\frac{\xi H}{P W t}\right) + \frac{L}{W t} \frac{\rho_i}{\pi/6} \quad [181a]$$

$$R_{compositeélastique} = 0.57 \cdot \rho_i \cdot L \cdot \left(\frac{E}{P}\right)^{\frac{1}{3}} \left[\frac{1}{(W t)^{\frac{2}{3}}}\right] + 0.26 \cdot L \cdot \rho_T \left[\frac{1}{D (W t)^{\frac{1}{3}}}\right] \left(\frac{E}{P}\right)^{\frac{2}{3}} + \frac{L}{W t} \frac{\rho_i}{\pi/6} \quad [181b]$$

En utilisant l'équation [11], on obtient alors deux expressions faisant apparaître la résistivité équivalente du composite en zone plastique et en zone élastique :

$$R_{compositeplastique} = \left[0.89 \cdot \rho_i \left(\frac{\xi H W t}{P}\right)^{\frac{1}{2}} + \rho_T \left(\frac{\xi H}{P}\right) + \frac{\rho_i}{\pi/6}\right] \cdot \frac{L}{W t} = \rho_{compositeplastique} \cdot \frac{L}{W t} \quad [182]$$

$$R_{compositeélastique} = \left[0.57 \cdot \rho_i \left(\frac{E W t}{P}\right)^{\frac{1}{3}} + 0.26 \cdot \frac{\rho_T}{D} \left(\frac{E W t}{P}\right)^{\frac{2}{3}} + \frac{\rho_i}{\pi/6}\right] \cdot \frac{L}{W t} = \rho_{compositeélastique} \cdot \frac{L}{W t} \quad [183]$$

Comme nous l'avons constaté au paragraphe précédent, les variations dimensionnelles d'une couche conductrice à base de matériaux semi-conducteur, soumise aux conditions de pression de notre application sont négligeables face à la variation de résistivité du matériau. Nous pouvons donc considérer, via l'équation [12] que la variation de la valeur de résistance sous contrainte de pression dépend quasi uniquement des termes $\rho_{compositeplastique}$ et $\rho_{compositeélastique}$. Sachant que d'après les constats établis au paragraphe 1.1.1, la résistivité d'un matériau à comportement métallique sous contrainte de pression varie de manière négligeable dans la gamme de pression de notre application, nous pouvons considérer que ρ_i est invariant sous contrainte de pression (de 0.1 à 120MPa). Nous pouvons donc écrire, en utilisant l'expression [171] et la loi de Hooke pour une température donnée :

$$\rho_{compositeplastique} = \alpha_0 + \frac{\alpha_1}{\sqrt{P}} + \alpha_2 \frac{\rho_T}{P} = \alpha_0 + \frac{\alpha_1}{\sqrt{P}} + \alpha_2 \frac{\rho_0(T) e^{\beta \cdot P}}{P} \quad [184]$$

$$\rho_{compositeélastique} = \alpha'_0 + \frac{\alpha'_1}{\sqrt{P}} + \alpha'_2 \frac{\rho_T}{P} = \alpha'_0 + \frac{\alpha'_1}{\sqrt{P}} + \alpha'_2 \frac{\rho_0(T) e^{\beta' \cdot P}}{P} \quad [185]$$

avec $\beta' = -\frac{\beta \cdot L}{E}$ ou β est le coefficient présent dans la relation [171].

Au premier ordre, et autant pour les variations de type plastique que de type élastique, seul le dernier terme est prépondérant sur la variation de résistivité.

Nous pouvons constater que la variation de résistivité du composite dépend d'un terme en exponentielle décroissante (la contrainte de compression s'appliquant dans l'exponentielle ayant un signe négatif), et d'un terme variant en 1/P. Nous verrons dans le paragraphe suivant que les mesures expérimentales montrent une décroissance linéaire avec la pression, cohérente avec une variation proportionnelle à 1/P.

La validité du modèle que nous venons d'exposer dépend de plusieurs facteurs. La première limitation vient de l'estimation de la fraction de volume occupée par la charge. Dans le modèle utilisé, cette fraction volumique est de 0.524 (remplissage du volume parallélépipédique par les sphères). Ce taux d'occupation est indépendant de la taille de la particule, ce qui n'est pas le cas des couches composites réelles. Il faut de plus que les effets de percolation soient basés sur des chemins n'amenant pas de culs de sac, et que la résistivité tunnel et la force de contact soit la même quel que soit le couple de particules conductrices. Toutefois ce modèle est représentatif du comportement global des couches conductrices inhomogènes comme celles que nous avons testées.

Nous allons voir dans le paragraphe suivant, de quelle manière les résistances hybrides couches épaisses réagissent expérimentalement aux contraintes de compressions hydrostatiques et à la température d'utilisation de notre application.

2.3.5. Résultats expérimentaux

Nous avons dans un premier temps caractérisé les résistances de précision utilisées dans les étages de gain de notre application. Pour toutes les valeurs de pression et de température utilisées, les variations de valeurs de la résistance se sont avérées inférieures à 0.1% de la valeur à 25°C.

En ce qui concerne les résistances faible précision utilisées dans les étages de filtrage, nous avons constaté des variations importantes des valeurs de résistances lors de l'application des contraintes combinées de pression (0.1 à 120MPa), et de température (25 à 175°C).

Nous pouvons voir sur la Figure 44 une section de la résistance utilisée dans l'étage de filtrage des alimentations de notre amplificateur différentiel. Une analyse EDX nous a confirmé dans la couche conductrice, la présence de grains conducteurs de PbO.

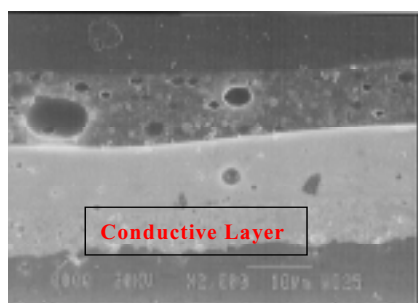


Figure 44 :Micro-section d'une résistance hybride couche épaisse utilisée dans notre application

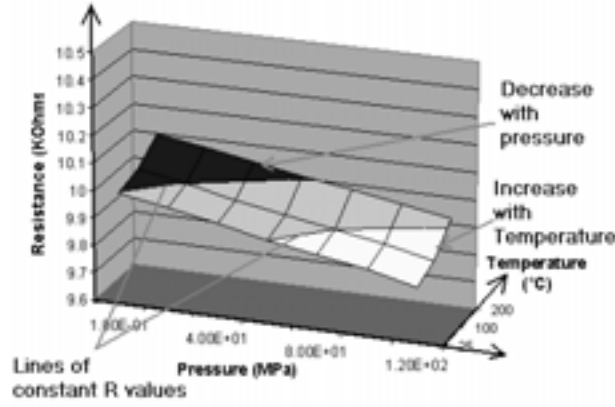


Figure 45 : Variations expérimentales mesurées sur la résistance CMS hybride couche épaisse

Nous pouvons voir sur la Figure 45 que la température provoque une augmentation uniforme de la valeur de résistance, et ce à chaque palier de température considéré. Cette augmentation de la valeur de résistance avec la température vient de l'augmentation de la valeur de la résistivité ρ_i dans les expressions [182] et [183]. L'augmentation de la valeur de résistance est quasi-linéaire, mais représente seulement 1% de la valeur nominale du composant. Cette variation de température est identique quelle que soit le palier de pression appliqué sur le composant.

L'effet de la pression sur la résistance est, conformément au modèle exposé précédemment, une décroissance quasi linéaire de la valeur mesurée de la résistance. La pente de la décroissance est dans le cas de la résistance que nous avons caractérisée, de 1.6 Ohm par MPa, ce qui représente une variation de 2% de la valeur initiale de résistance (10kOhm) pour une variation de pression de 0.1 à 120MPa, et ce quelle que soit la valeur de la température.

Par comparaison, l'effet d'augmentation de la résistance pour une température variant de 25 à 175°C, provoque un accroissement de résistance de 1%.

En combinant l'expression [47] vue au chapitre 2, et les équations [182] et [183] et l'expression [230], on obtient alors le modèle comportemental suivant :

$$R_{compositeplastique} = \left[\left[0.89 \left(\frac{\xi HWt}{P} \right)^{\frac{1}{2}} + \frac{1}{\pi/6} \right] \rho_0 (1 + \alpha \Delta T) + \left(\frac{\xi HC \cdot e^{\beta I} e^{\frac{E_s}{kT}}}{P} \right) \right] \cdot \frac{L}{Wt} \quad [186]$$

$$R_{compositeelastique} = \left[\left[0.57 \cdot \left(\frac{EWt}{P} \right)^{\frac{1}{3}} + \frac{1}{\pi/6} \right] \rho_0 (1 + \alpha \Delta T) + 0.26 \cdot \frac{C \cdot e^{\beta I} e^{\frac{E_s}{kT}}}{D} \left(\frac{EWt}{P} \right)^{\frac{2}{3}} \right] \cdot \frac{L}{Wt} \quad [187]$$

La variation expérimentale de résistance due à la température est donc principalement due au facteur en $\alpha \Delta T$, alors que la variation due à la pression est due au terme de degré le plus élevé comportant l'expression $1/P$. On peut remarquer que ces variations sont antagonistes et mènent à une sorte d'effet de compensation dans la gamme de pression et de température de notre application.

En conclusion de ce paragraphe, nous pouvons imaginer, vu la dépendance de ce type de résistance à la contrainte de pression, utiliser ce composant comme capteur de pression à faible coût.

3. Conclusion

Nous venons de voir dans ce chapitre, comment les composants de notre application voient leurs propriétés de conduction modifiées par l'application simultanée des contraintes de température et de pression liées aux environnements HPFT. Nous avons dans un premier temps établi les bases théoriques comportementales permettant d'expliquer, pour les composants actifs et les composants passifs, les variations de propriétés électriques dont nous aurons besoin au chapitre suivant pour expliquer le comportement d'une application plus complexe. Nous avons dans un second temps, caractérisé expérimentalement le comportement de l'ensemble des composants impliqués dans cette application. Enfin, pour terminer, nous avons pour chaque type de composant établi un modèle comportemental en HPFT, rendant compte des variations expérimentales obtenues précédemment. Nous avons pu constater une quasi invariance des propriétés intrinsèque des composants de base implantés sur silicium, ainsi qu'une faible mais notable variation des propriétés diélectriques des condensateurs et une variation encore plus importante sur les résistances. Ces constats peuvent constituer une base de sélection des composants destinés aux applications HPFT.

Nous allons voir dans le chapitre suivant, que les prototypes ARTM ne subissent pas ou peu de variations comportementales fondamentales sous l'effet d'une contrainte de compression. Deux hypothèses sur l'invariance du comportement du circuit électronique seront alors avancées :

- Robustesse de la conception du circuit
- Quasi-Immunité des propriétés intrinsèques des composants passifs et actifs lors de l'application d'une contrainte de compression hydrostatique

Il apparaît, vu les constats établis dans ce chapitre, que cette invariance semble plutôt en faveur de la deuxième hypothèse, comme nous allons le voir dans le chapitre suivant

REFERENCES DU CHAPITRE 3

MODELISATION DU COMPORTEMENT DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES SOUS CONTRAINTES HPFT

[BAR] « Mécanismes de conduction dans les couches minces isolantes ou semi-conductrices » A.S. BARRIERE

Université de Bordeaux I Cours de Second cycle.

[BRO 55] Brooks H. Adv in electronics and electron physic. 7., 87

[BUI 81] « Pressure and temperature dependence of the dielectrical properties of polyethylene used in submarine telecommunication cables » BUI AI. P.DESTRUEL, M.FARZANEH, H. THEGIAM

Journal of applied Physics, January 1981, pp 525, 526

[CAZ] « Physique des matériaux semi-conducteurs » Ph.Cazenave

Université de Bordeaux I, Cours de Licence EEA

[COL 41] K.S COLE and R.H. COLE

Journal of Chemical Physics p9 (341, 1941

[DEB 29] P. Debye

Polar molecules chemical catalog New York 1929.

[HER 55] Bell System Technical Journal, 34, 237

[HER 56] « Transport and deformation potential theory for multi-valley semi-conductors with anisotropic scattering » C. Herring and E. Vogt

Physical review, vol 101, pp. 944-961, 1956.

[KAN 82] « A Graphical representation of the piezo-resistance coefficients in silicon »

Y.Kanda.

IEEE Transaction on electron devices, Vol. Ed-29, N°1 January 1982

[MEDJ 97] « Analyse de défaillance dans les condensateurs céramiques par la résonance piézoélectrique-Evaluation de l'impact sur la fiabilité » S.MEDJI

Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux I, 1997

[MOTT 70] N.F. MOTT

Physical Magazine, Vol 17, 1259, 1968

[NAT 61] Nathan M.I., Paul W. and Brooks H., 1961, Physical Review, 124.391.

[OUS 89] «Conception, Hybridation et evaluation de capteurs. Evaluation de la technologie par des methodes d'analyse physique et physico chimiques non destructives » Y.OUSTEN

Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux I, 1989

[PAU 63] « In solids under pressure » Paul W. and Warschauer D.M.

Ed Paul W. and Warschauer D.M., Mac Graw Hill, p179 1963

[PIT 69] « Semiconductor mobilities at high pressure » G.D PITT, J. LEES

1969

[POL GEB 61] M. POLLACK and T.H. GEBALLE

Physical review, Vol 122, N°6 (1961) 1742

[SMI 54] « Piezoresistance effect in germanium and silicon » C.S. Smith

Physical review, vol 94, pp. 42-49, 1954.

[XIO 90] « Evaluation de la qualité et de la fiabilité de condensateurs utilisés dans les circuits microélectroniques »

N. XIONG Thèse de Doctorat, Université de Bordeaux I, Décembre 1990

Chapitre 4

Résultats Expérimentaux

1.	Développement des prototypes.....	173
1.1.	Contraintes de qualification	173
1.2.	Définition des vecteurs de test	177
1.2.1.	Fonction électrique du système :	177
1.2.2.	Choix des options d'assemblage : Quatre principaux types de prototypes	181
1.3.	Implication de ces choix technologiques sur les dégradations d'assemblages sous contrainte de pression	183
1.3.1.	Dégradations de types chimiques et électrochimiques sous pression	184
1.3.2.	Phénomènes de claquage sous contrainte de pression.....	186
2.	Comportement électrique des différents prototypes en vieillissement.....	186
2.1.	Définition des caractéristiques électriques utilisées comme indicateur de dégradation de la fonction :.....	186
2.2.	Etude des variations du gain différentiel.....	187
2.3.	Gain en mode commun et CMRR	188
2.4.	Dérive d'offset	190
2.5.	Conclusion sur le comportement électrique des prototypes :	190
3.	Comportement de l'assemblage, optimisation du produit.....	191
3.1.	Extraction des processus de dégradation spécifique au dessin.....	191
3.2.	Comportement sous paliers de contraintes constantes combinées Pression/Température	196
3.3.	Comportement en cyclage combinés Pression/Température	199
4.	Approche théorique de la dégradation mécanique, utilisation de la méthode des éléments finis	208
4.1.	Détermination des propriétés des matériaux impliqués dans l'assemblage et utilisés dans les simulations.....	208
4.2.	Simulation comportementale des assemblages de type I.....	211
4.2.1.	Comportement thermomécanique des composants passifs	211
4.2.2.	Comportement thermomécanique des composants actifs sur ARTM001 ..	212
4.3.	Simulation comportementale des assemblages de type ARTM002 ou encapsulation Option II	213
4.3.1.	Cas d'une cavité dans une résine d'encapsulation	213
4.3.2.	Effet des contraintes combinée pression/température sur les composants CMS	215
4.4.	Evolution de l'assemblage, perspectives	223
5.	Conclusion	223

1. Développement des prototypes

Comme nous l'avons expliqué au chapitre I, le marché des services de la production de pétrole, "Off-Shore" ou à terre, a rendu nécessaire le développement industriel d'outils fiables et peu encombrants. Les besoins de ces clients ont fait sortir les outils géothermiques du cadre du simple prototype de recherche scientifique. La réponse industrielle à ces demandes clients est de "fournir rapidement, à un coût raisonnable des réponses innovantes, globales, au meilleur rapport qualité/prix." [Lasseur]. Il a donc été nécessaire, dans le développement du produit, que l'on définisse les domaines de contraintes auxquelles le système doit être soumis, ainsi que la polyvalence et la souplesse du système, et que l'on tienne compte des exigences de qualité des clients potentiels de ce type de technologie, notamment sur le rapport qualité/prix.

Les chapitres précédents nous ont permis de cerner une approche originale, car constituant une alternative aux boîtiers céramiques standard utilisés dans les applications destinées aux environnements sévères. En effet, les matériaux vus précédemment, utilisés dans la conception et la fabrication des Multi-Chip-Modules, possèdent des propriétés électriques, thermiques et thermomécaniques compatibles avec les impératifs environnementaux dont nous avons besoin dans ce développement. Les avantages du MCM-L sont la densité d'intégration, et le facteur de coût réduit, y compris pour la mise en production en petite série, ils constituent l'alternative évidente aux solutions d'encapsulation céramique et à boîtiers hermétiques alors devenus obsolètes. Les choix des composants, ainsi que des options d'assemblage, résultent des constats faits précédemment. Le problème principal reste de connaître le potentiel de qualification des différentes technologies MCM selon les normes (normes MIL ou standard de qualification Schlumberger) du point de vue thermique dans un premier temps, puis sous contraintes combinées pression/température (standard de qualification spécifique pour la prospection pétrolière).

L'originalité de notre approche réside dans le mode d'application de la contrainte de pression. En effet, jusqu'alors, la plupart des applications destinées aux environnements de travail cités dans le chapitre I étaient confinées dans des enceintes hermétiques, lourdes et surtout volumineuses. La contrainte de pression n'était pas appliquée directement sur le circuit et ses composants, mais sur le boîtier ou l'encapsulant. Les vecteurs de test, destinés à valider une approche où la pression s'exerce directement sur le composant ou le système, font l'objet d'une description détaillée dans le paragraphe suivant.

1.1. Contraintes de qualification

Nous avons vu précédemment que les conditions environnementales de notre application sont définies par des contraintes de température et de pression sévères mais aussi par des modes d'application de contraintes mécaniques, thermomécaniques et chimiques pour lesquelles les standards de qualification courants (Normes militaires de type MIL-STD-883E) ne constituent pas nécessairement une approche suffisante pour notre outil. L'objectif de ce paragraphe est d'établir les différences, et le cas échéant les insuffisances, des normes de qualification militaires généralement utilisées. L'établissement de normes de qualification spécifiques devient alors nécessaire pour assurer la fiabilité de notre circuit MCM-L.

Les tests environnementaux de la norme MIL-STD-883 entrant potentiellement en ligne de compte pour nos prototypes sont :

- La caractérisation du temps de vie à l'état stationnaire
- Les tests thermiques (cyclages ou chocs)

Nous pouvons en plus de ces tests sur les conditions de travail du circuit, considérer que la vie courante du composant doit tenir compte des manipulations mécaniques que ce dernier peut subir. Les tests mécaniques de qualification environnementale peuvent être des :

- Chocs mécaniques
- Vibrations provoquant un phénomène de fatigue
- Vibrations aléatoires ou fréquentielles

Les contraintes mécaniques de travail de l'environnement de nos outils sont moins soumises à des perturbations vibratoires qu'à des sollicitations en chocs mécaniques, c'est pourquoi nous n'explicitons ici que la procédure retenue pour la qualification de nos prototypes : la méthode des chocs mécaniques.

La caractérisation du temps de vie standard du circuit à l'état stationnaire a pour but de démontrer la fiabilité du circuit soumis aux conditions environnementales de travail sur une période de temps supérieure à celle pour laquelle le circuit a initialement été prévu. Le test doit être effectué sur un temps suffisamment long pour s'assurer que le circuit se trouve en dehors des conditions de défaillances précoces (« mortalité infantile »), c'est à dire dans la partie de la courbe Weibull pour laquelle la valeur du paramètre β est inférieure à 1. Une surveillance périodique doit être assurée pour mettre en évidence une éventuelle dégradation de propriété intrinsèque du circuit, et par là même, extraire un mode de dégradation spécifique. Les tests effectués sur des intervalles de temps réduits ou sous conditions de stress moindre, se doivent, pour être validés, d'être effectués dans des conditions de température permettant d'utiliser des facteurs d'accélération standard ou sur un nombre de circuits sous test plus important, permettant d'augmenter sensiblement la probabilité de détection d'une défaillance.

Ce type de test est particulièrement bien adapté à notre application, sachant que le nombre de circuits dont nous disposons reste en deçà des normes de qualification basées sur des statistiques industrielles à grand nombre d'échantillons (Qualification de type prototypes).

Les procédures employées au cours des tests de qualification de produits dans le cadre des normes MIL-STD-883D (Méthode 1005.8) spécifient des conditions de contraintes environnementales très en deçà des conditions d'utilisation courante de nos prototypes. En effet, un test aux normes MIL de 1000 heures à 125°C, correspond aux vues de notre application, à un test de seulement 40 heures à 175°C. Réciproquement, 1000 heures à 175°C, correspond à 25000 heures de vieillissement à 125°C. Les normes de qualification que nous devons utiliser dans le cas d'un test de temps de vie standard à l'état stationnaire seront donc beaucoup plus sévères que pour une utilisation aux normes militaires.

Les tests dits de « cyclage en température », et dont le but est la détermination de la résistance du circuit, à la fois aux passages aux extrêmes de températures, mais aussi aux effets d'une exposition alternée à ces extrêmes, constituent une obligation pour l'évaluation de la dégradation due à certains phénomènes physiques déjà cités. La méthode 1010.7 de la norme MIL spécifie à la fois les conditions de température extrêmes, mais aussi le nombre de cycles minimum, et la vitesse de passage d'un extrême de température à l'autre. Le nombre minimum de cycles appliqués doit être de 10 cycles. Le transfert doit s'effectuer en moins de 1 minute, entre la chambre froide et la chambre chaude. Ce paramètre permet d'assurer pour la plupart des composants (indépendamment de leurs masses thermiques respectives), une stabilisation en température inférieure à 10 minutes pour un passage du palier haut au palier bas, et un temps inférieur à 15 minutes pour un passage du palier bas au palier haut.

Nous pouvons voir sur le Tableau 1 que la spécification des cycles montre des amplitudes thermiques dépassant largement le cadre des cyclages réels de nos outils :

		Conditions de température du test (°C)					
Step	Minutes	A	B	C	D	E	F
Froid	> 10	-55	-55	-65	-65	-65	-65
Chaud	> 10	85	125	150	200	300	175

Tableau 1 : Spécifications des paliers de température de la norme MIL-STD-883

Chaque cycle est constitué d'une succession d'étapes 1 et d'étapes 2. Les amplitudes thermiques auxquelles sont soumis les composants et systèmes (de C à F), sont supérieures aux conditions de test que nous envisageons pour la qualification de nos prototypes. En effet pour des raisons de spécificité du banc de test, comme l'inertie thermique rendant impossible les conditions de montée et de descente de la norme MIL, et l'inadaptation de l'enceinte thermique dont nous disposons pour les passages aux températures négatives, les tests de qualification que nous allons utiliser dans notre étude ne constituent pas des tests en cyclages accélérés compatibles avec les normes MIL, mais plutôt une étude du temps de vie réel de l'application, tenant compte des conditions réelles d'utilisation de l'outil. Nous disposerons alors de deux évaluations qualitatives de qualification du prototype : la « norme » temps de vie standard en fonctionnement continu, et la « norme » temps de vie standard réel (fonctionnement utilisateur).

A titre d'exemple, l'équation [39] du chapitre 2 nous montre dans le cadre d'une propagation de fissuration, que les facteurs d'accélération dû aux cyclages, s'expriment en fonction du rapport des amplitudes thermiques de chaque cycle $\left(\frac{\Delta T_{use}}{\Delta T_{stress}}\right)^n$ avec n l'exposant de la loi de Coffin-Mansion, et du rapport de la fréquence d'utilisation courante, sur la fréquence du test. Un comparatif rapide des amplitudes respectives de la norme MIL par rapport aux conditions de test (25°C à 175°C) dont nous disposons, implique des facteurs d'accélération suivants :

	ΔT Test	ΔT Condition de test C	ΔT Condition de test D	ΔT Condition de test E	ΔT Condition de test F
Amplitude	150°C	215°C	265°C	365°C	240°C
Accélération Sous ΔT	1	2.05	3.12	5.92	2.56
Accélération Absolue ($E_a=0.1eV$)	1	1.76	3.57	10.41	2.56

Tableau 2 : Facteurs d'accélération de défaillance sous cycles thermiques

Le Tableau 2 regroupe les facteurs d'accélération calculés sur la base de l'équation [39] chapitre 2, en utilisant l'hypothèse d'un temps de cyclage, c'est à dire une fréquence de test, identique pour les conditions de test de nos prototypes, et pour celles déterminées par la norme MIL-STD-883. L'exposant de la loi de Coffin Mansion utilisé est celui déterminé expérimentalement pour une dégradation de joint brasé [LAU 95]. La condition de test E, est en soi inadéquate pour la vérification de la fonctionnalité d'un circuit ou d'un système donné, vu la température de palier haut (300°C). En effet, le fonctionnement correct des composants, comme nous l'avons vu au chapitre I, n'est plus garanti pour ces seuils de température. Ce type de test doit donc être éventuellement réservé à la qualification des assemblages. Dans le cadre de notre application, le standard de qualification que nous avons mis en place se rapproche donc d'une détermination du temps de vie utile du composant ou plus exactement de sa capacité à dépasser le temps de vie escompté par le cahier des charges.

La résistance du circuit aux chocs thermiques constitue une alternative au défaut de la procédure de test énoncée précédemment. En effet, une modification extrême des conditions de température sur le circuit peut entraîner une défaillance précoce, représentative d'un problème du processus d'assemblage ou d'une fragilité due à la conception du système dans son ensemble. La méthode 1011.9 de chocs thermiques décrit les conditions d'application des extrêmes de température en considérant que les extrêmes du cycle de choc doivent être appliqués en partant de la température ambiante, avec une condition de temps de passage inférieure à 10 secondes entre le palier haut et le palier bas. Cette condition implique une limite du temps de stabilisation thermique due à l'inertie de l'échantillon, de 5 minutes au plus. Les fluides recommandés pour les chocs thermiques sont des Perfluorocarbones pour des températures dont les extrêmes vont de -65 à $+150^{\circ}\text{C}$. Ce type de fluide est relativement proche de celui que nous avons utilisé dans les cuves de mise sous pression, et leur point d'ébullition est généralement très élevé ($>150^{\circ}\text{C}$). Les conditions d'applications des chocs thermiques que nous permettront nos installations seront malgré tout moins exigeantes que celles de la norme MIL comme nous allons le voir plus loin.

Dans tous les cas de tests de qualifications sous conditions thermiques que nous avons énoncés ici, la vérification de la fonctionnalité électronique constitue le critère de défaillance principal. Le test est considéré comme concluant dans la mesure où le circuit ne voit que peu ou pas de dégradation de ses propriétés électriques. La méthode de test mécanique principale retenue pour la qualification consiste en un test de chocs mécaniques.

La méthode préconisée par la norme Mil-STD-883 pour caractériser la résistance aux chocs est la procédure 2002.3. L'objet de cette procédure est de déterminer l'adéquation entre le circuit et un environnement où ce dernier peut être sujet à des chocs plus ou moins sévères, résultants de sa manipulation, de son transport ou de ses conditions d'utilisation (Ce qui est plus particulièrement le cas dans le cadre d'une application en prospection pétrolière). Les chocs se doivent de respecter les valeurs d'accélération et de durée d'application regroupées dans le Tableau 3. Les valeurs d'accélération sous conditions de chocs peuvent être appliquées selon différentes directions, et ce un certain nombre de fois. Le critère de qualification de chocs mécaniques retenu pour notre application est la condition de test A, avec une augmentation de la durée d'application à 2 ms, répété 3 fois, selon trois axes.

Condition de test	Niveau du pic d'accélération (g)	Durée d'application(ms)
A	500	1.0
B	1500	0.5
C	3000	0.3
D	5000	0.3
E	10000	0.2
F	20000	0.2
G	30000	0.12

Tableau 3 : Accélération et temps d'application des contraintes de chocs mécaniques

En conclusion de ce paragraphe, nous pouvons séparer la phase de qualification retenue en trois étapes principales :

- Phase I : Test de qualification mécanique avec prototype alimenté, Accélération 500g pendant 2ms, 3 fois sur trois axes.
- Phase II : Chocs thermiques, avec écart thermique de -55 à 175°C , paliers haut et bas de 1 heure, rampe de montée et de descente minimum de 3°C par minute
- Phase III : Test thermomécanique de qualification du temps de vie, défini selon deux modes :
 - Le temps de vie à l'état stationnaire (contrainte combinée de pression et température)
 - Le temps de vie sous cycle (contrainte combinée de pression et température)

L'étude que nous avons réalisée porte sur la phase III de qualification du produit. Les prototypes testés dans le cadre de cette thèse ont été, sauf exception, qualifiés au cours des phases I et II. La phase III constitue la base de validation des choix technologiques, car c'est elle qui déterminera les options à retenir dans la réalisation du produit final. Ces options dépendent en effet des modes de dégradation du système, l'amélioration du prototype passe par l'identification des phénomènes de vieillissement au cours de la vie utile. La définition des vecteurs de test est donc fortement influencée par les conclusions tirées des vieillissements réalisés en phase III.

1.2. Définition des vecteurs de test

La fonction élémentaire employée dans les prototypes testés permet d'évaluer les variations de comportement électrique des différents composants présents sur la carte, et ainsi de dégager d'éventuelles règles de dessin destinées à la conception et à la réalisation de circuits et d'assemblages pour les hautes pressions.

1.2.1. Fonction électrique du système :

Cette fonction consiste en un amplificateur d'instrumentation simple, à deux voies d'entrée. Ce circuit est constitué de deux composants actifs (OP470, et DG413), et de différents composants passifs destinés d'une part à la stabilisation des polarisations d'alimentations, et d'autre part à assurer les valeurs de gains des étages d'amplification, ainsi que la stabilité des filtres inter-étages.

La Figure 1 suivante représente la fonctionnalité du circuit, et le schéma de câblage associé aux différents composants

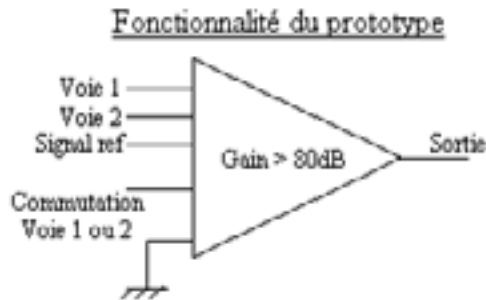


Figure 1: Fonction du circuit

Cet amplificateur d'instrumentation constitue la base de notre fonction finale. En effet, le produit complet que nous devons réaliser consiste en un préamplificateur destiné à recevoir les signaux d'un capteur de résistivité du sol, tels ceux décrits dans le chapitre I (méthode du logging électrique décrite au chapitre I).

Le câblage du circuit correspond au schéma suivant :

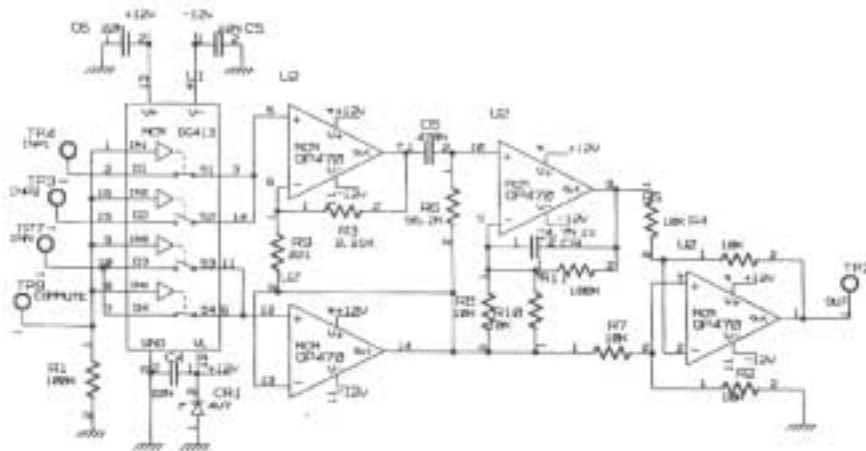


Figure 2 : Câblage de la gestion du signal

Ce schéma électrique peut se décomposer globalement en 4 étages :

- * L'étage d'entrée, constitué par une série d'interrupteurs MOS commandés (DG413), permettant une configuration d'entrées où le signal à analyser passe soit par la voie INP2, soit par la voie INP1. La référence signal restant dans les deux cas attachée à l'entrée INN. La commutation se fait via la commande TP8.

- * L'étage suivant est le premier étage d'amplification. Il est constitué d'un amplificateur différentiel à double sortie. Il permet dans un premier temps d'augmenter la résistance d'entrée de l'amplificateur complet, et ainsi de ne pas voir le signal perturbé par la résistance de charge. Cet étage a donc un rôle de tampon. On démontre que ce premier étage a pour particularité d'assurer un gain en mode différentiel très élevé, dépendant du rapport $\frac{R_3}{R_9}$, et un gain en mode commun égal à l'unité. La liaison vers l'étage d'amplification suivant est assurée au travers d'un filtre passe bas, coupant à quelques dizaines de Hertz, et dont le rôle est de filtrer la composante continue du signal.

- * Le troisième étage permet l'amplification non-inverseur dont le gain dépend du rapport $\frac{R_{11}}{R_8}$.

- * Enfin le dernier étage (suiveur) assure l'adaptation d'impédance pour les systèmes en aval du pré-ampli complet. Les composants actifs utilisés dans nos prototypes sont donc au nombre de deux, sachant que les quatre AOP impliqués sont contenus sur une seule puce. Les composants passifs utilisés sur la Figure 2, ne sont pas les seuls à intervenir dans cette fonction. Les condensateurs de découplage des alimentations sont insérés dans la fonction électrique comme suit :

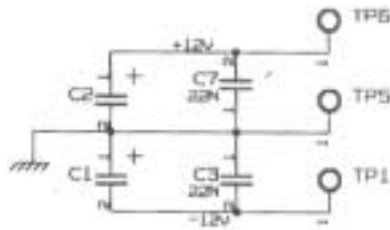


Figure 3: Découplage des alimentations

Les différents points de contrôle du circuit sont accessibles, après installation dans l'enceinte de mise en pression, uniquement via des connecteurs étanches. Chacun de ces points est référencé en tant que TP (Test Point), et numérotés de 1 à 8. Nous avons donc accès aux tensions de référence, aux tensions d'entrée, à la référence de masse, et comme point de contrôle principal, à la tension de sortie. Les composants ainsi que leur référence, sont donnés en annexe 1. Les composants utilisés dans cette fonction sont en adéquation avec les composants étudiés dans le cadre du comportement en pression des chapitres précédents.

Les schémas équivalents simplifiés des composants utilisés dans le paragraphe suivant sont donnés par les constructeurs pour le DG413 :

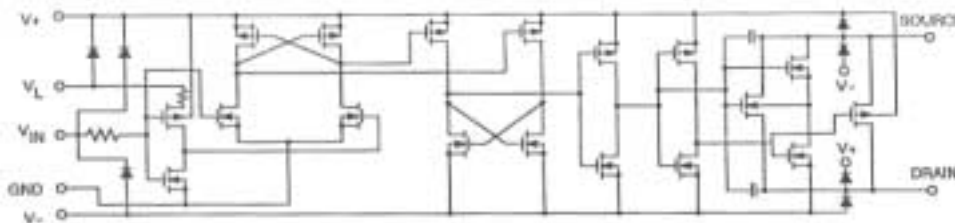


Figure 4 : Schéma électrique simplifié utilisé pour les simulations électriques

Et pour les 4 OP470 :

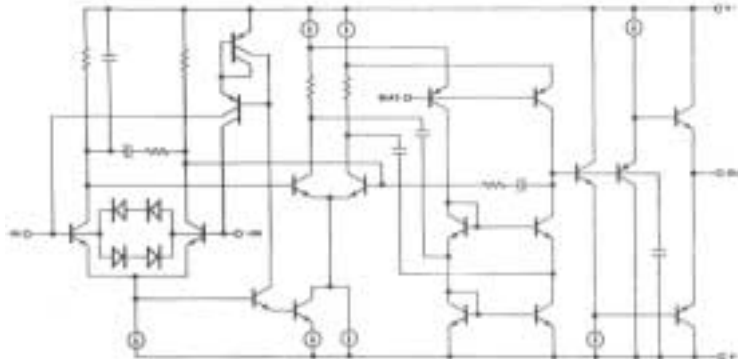


Figure 5 : Schéma électrique simplifié utilisé pour les simulations électriques

La fonction électrique a fait l'objet d'une étude en simulation (Hspice) de manière à extraire les paramètres électroniques fondamentaux de cette fonction (Gain en mode commun, en mode différentiel, bande passante, etc...). Ces simulations ont été effectuées pour un environnement de pression ambiante, et paramétrées en température de 25°C à 175°C. En effet, les variations de comportement des composants étant mal connues sous contraintes de compression, il n'est possible d'appréhender les variations comportementales du système uniquement sous contraintes de température, en utilisant pour les composants de base de la simulation les dérives comportementales existant dans les modèles de bibliothèques de transistors génériques du logiciel Hspice.

L'expression générale de la tension de sortie de notre amplificateur différentiel est donné par une équation de la forme :

$$V_{out} = -A_{cc} \left(\frac{V_{INP(1ou2)} + V_{INN}}{2} \right) \pm A_{dd} \left(\frac{V_{INP(1ou2)} - V_{INN}}{2} \right) [1],$$

avec A_{cc} le gain en mode commun, A_{dd} le gain en mode différentiel.

Les entrées V_{inp1} et V_{inp2} sont absolument interchangeables dans cette fonction. V_{INN} est la référence du signal à amplifier. En considérant dans notre étude, comme référence du signal à amplifier, $V_{inn}=0$, nous pouvons écrire :

$$V_{out} = \left(\frac{A_{cc} \pm A_{dd}}{2} \right) V_{INP} \quad [2]$$

On voit donc que l'expression globale du gain de l'amplificateur différentiel comprend une partie liée au gain en mode commun, et une partie liée au gain en mode différentiel.

Les simulations de la fonction de transfert en mode différentiel ont permis d'extraire les réponses de la forme suivante :

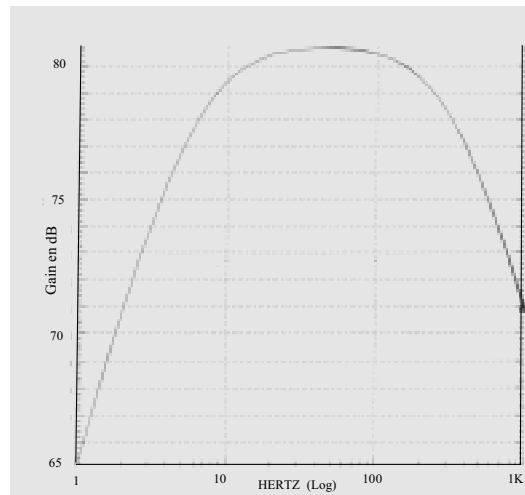


Figure 6: Simulation du gain en mode différentiel de la fonction du prototype (A_{dd})

La fonction de transfert simulée en mode différentiel est donc stable en température (25 °C à 175 °C). Des simulations sur le même modèle, caractérisant le gain en mode commun, réalisées en égalant V_{INP} et V_{INN} dans l'équation [1], ont été menées. Les courbes de simulations montrent une réponse de la forme suivante :

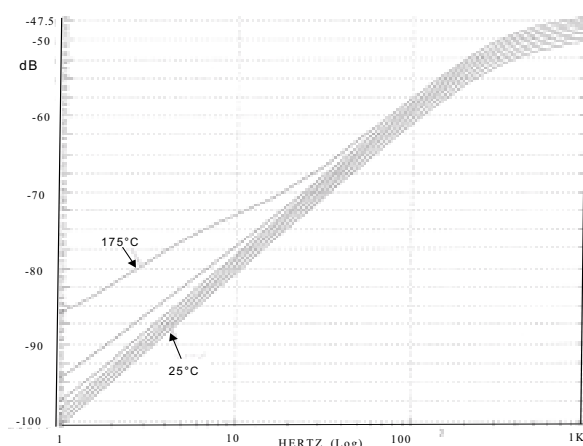


Figure 7 : Simulation du gain en mode commun de la fonction du prototype (A_{cc})

Les simulations sont proches des conditions expérimentales de test, pour cela, nous avons placé un atténuateur de -41.6dB à l'entrée. Pour obtenir les valeurs réelles du gain en mode commun nous devons ajouter 41.6 dB .

On peut constater que la température a pour effet d'augmenter la transmission en mode commun sur la première décade d'analyse. Ce résultat sera à comparer avec les courbes expérimentales obtenues plus loin, en température seule, et en pression seule, ainsi qu'en combinant pression et température.

L'amplificateur différentiel est conçu pour extraire de manière optimale la différence $V_{inp} - V_{inn}$. Il convient donc pour un tel circuit d'avoir $A_{dd} \gg A_{cc}$. On définit, pour caractériser les rapports d'amplification de la somme et de la différence entre les signaux d'entrée, le Taux de Réjection de mode Commun (Common Mode Rejection Rate CMRR) comme la quantité :

$$CMRR = \frac{A_{dd}}{A_{cc}} \quad [3]$$

Le facteur de réjection en mode commun est lui défini comme l'inverse du CMRR. C'est ce facteur que nous verrons directement lors de l'étude expérimentale de la fonction de transfert. La figure 8 donne les caractéristiques électroniques simulées de la fonction de test du prototype.

Gain en milieu de bande	81 dB
Bande passante -3 dB	8 à 280 Hz
Fréquence centrale	55 Hz
CMRR en milieu de bande	106 dB à 25°C 101 dB à 175°C

Figure 8 : Caractéristiques électroniques de la fonction de test du prototype.

Ces simulations ne tiennent pas compte des variations induites par les contraintes de pression. Il sera donc important d'appréhender le comportement expérimental des prototypes en sachant que d'éventuelles variations sortant du cadre des simulations peuvent éventuellement être imputables aux contraintes combinées pression température. La première constatation que l'on peut faire sur les simulations précédentes, est que la variation la plus importante se produit sur le taux de réjection en mode commun, qui chute de quelques dB. Il n'apparaît pas de dérive significative du gain en mode différentiel, qu'il s'agisse de la valeur de ce gain en milieu de bande, de la bande passante, ou de la fréquence centrale.

1.2.2. Choix des options d'assemblage : Quatre principaux types de prototypes

Sur une électronique standard, destinée aux environnements à contrainte de pression sévère, le système était protégé au sein d'une "coque" de protection. Les prototypes que nous avons caractérisés sont destinés à fonctionner sous un environnement où la contrainte de pression est appliquée directement sur le circuit et ses composants. Cette approche, permet une réduction drastique de l'encombrement et milite en faveur d'une technologie de type MCM. Comme nous l'avons montré dans les chapitres précédents, le MCM-L pour des raisons de coût, aura notre préférence. Mais le problème se pose, de savoir comment assurer une liaison hardware de niveau II, entre le MCM-L et le châssis de l'outil, sachant que ce châssis sera partiellement perméable aux liquides de mise en pression externes (qu'il s'agisse des boues d'étayage du puits de forage, ou des eaux océaniques). Deux solutions sont envisagées dans un premier temps :

l'utilisation d'un boîtier étanche, mais dont la cavité interne est remplie d'un liquide permettant d'équilibrer les pressions interne et externe (Figure 9 option I). L'intérêt principal de ce boîtier métallique est de protéger le circuit des éléments corrosifs présents en très grand nombre dans les liquides de pressurisation environnants (cf Chapitre I Tableau n°2).

L'utilisation d'une résine d'encapsulation dont le rôle de protection est le même que celui du boîtier métallique mais plus léger (figure 9 option II).

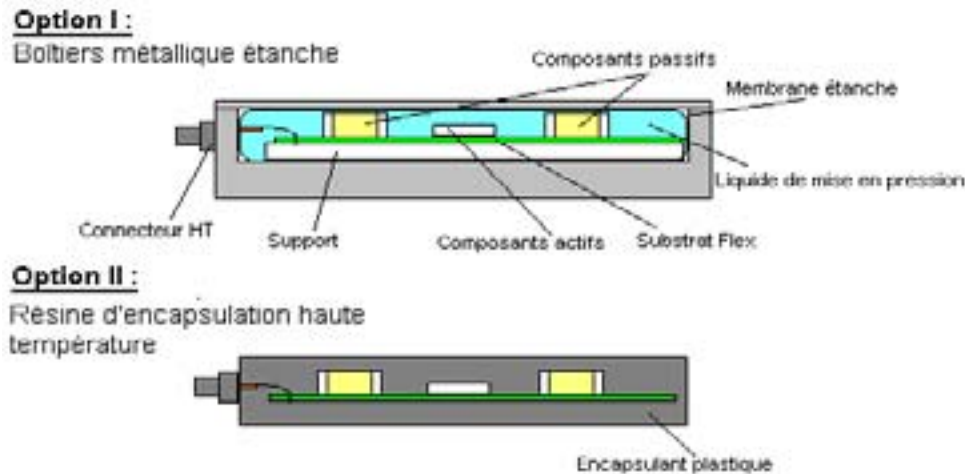


Figure 9 : Options d'encapsulation de niveau II

Au sein de ces deux options d'encapsulation, et en considérant les conclusions énoncées précédemment, nous avons établi deux types de MCM répondant aux critères de compatibilité avec les environnements sévères. La première option est un circuit de type COB, monté sur substrat FLEX. La deuxième option consiste en une approche du montage sur substrats FLEX de composants CMS standard. Chacune de ces deux options d'assemblage s'est vue attribuée une dénomination spécifique. Les circuits montés en Chip On Board seront appelés dans ce mémoire ARTM001, et les boîtiers CMS sur substrats FLEX ARTM002.

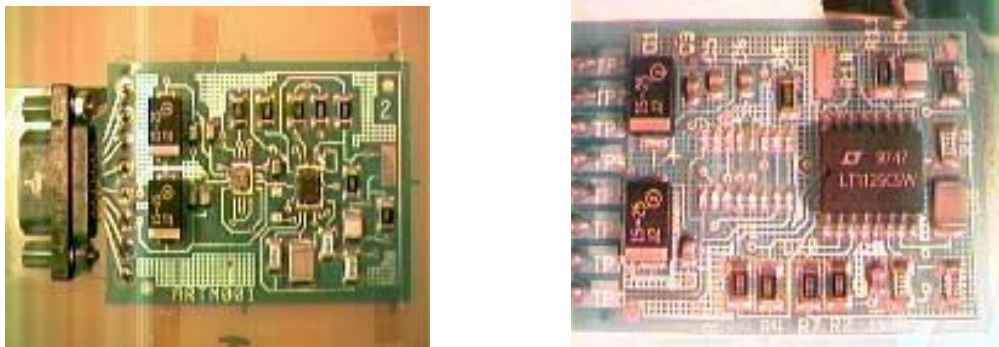


Figure 10 : ARTM001 et ARTM002 Option I

Différentes générations de prototypes ont été nécessaires pour fiabiliser le procédé d'assemblage, et une étude approfondie de la viabilité des options a conduit à une amélioration des différentes générations de prototypes. Les premiers prototypes ont été montés en version Chip-on-Board (puces nues sur substrat FLEX) avec des composants de grande série : des condensateurs X7R et Tantales, des résistances en couches épaisses. Cette étude a conduit à une modification des choix technologiques des versions ultérieures des prototypes.

La constitution de l'assemblage : Le substrat FLEX en polyimide standard (avec adhésifs) choisi sur ses propriétés hautes températures, de 200 μm d'épaisseur, avec verni épargne (excepté sur les plages de report des composants actifs). Les pistes de cuivre et de report de composants sont couvertes de Nickel et d'un flash d'or ultra-mince. La brasure de report des composants est un alliage Haute température à point eutectique élevé (238°C). Les puces, dans le cas des ARTM001 sont reportées sur le substrat via un adhésif conducteur haute température. Le connecteur est un AXON spécifique des Hautes températures. La résine d'encapsulation de l'option II est de type Dexter Hysol 4450. Les caractéristiques de l'assemblage sont communes à tous les prototypes. Les différences spécifiques de chaque vecteur de test seront explicitées dans les paragraphes consacrés aux vieillissements, (utilisation de gels de protection silicones sur les COB).

Le processus de fabrication et les différentes étapes d'assemblage se décomposent en une partie commune aux ARTM001 et ARTM002 et une partie spécifique aux options I et II d'assemblage de niveau II :

Etape A :

- Séchage des substrats
- Protection des plages de report des puces par film Kapton
- Dépôt et brasage des composants passifs par phase vapeur (brasure MMP)
- Brasage manuel du connecteur (MMP)
- Nettoyage et dégraissage chimique et mécanique (brossage)

Etape B :

- Marquage série
- Nettoyage plasma O₂ (plages de report des composants actifs ARTM001)
- Sérigraphie adhésif
- Report des puces
- Cuisson adhésif
- Wedge Bonding aluminium

L'étape B de l'option II s'achève par une inspection visuelle au standard MIL méthode 5000, avant de passer à l'étape du moulage. Pour l'option I, la fin de l'étape B consiste en une:

- Protection des puces par gel silicone (premières générations de prototypes)
- Mise en boîtiers et remplissage à l'huile de mise en pression.

Dans le cas des ARTM002, l'étape B ne consiste qu'en un marquage série du prototype.

Enfin, l'étape C consiste en une Phase de tests et de qualification.

Les différentes étapes de la procédure d'assemblage ont évolué au cours des procédures de qualification des générations successives de prototypes. Le comportement thermomécanique des premières générations a amené, dans certains cas, une évolution et une amélioration des points d'assemblage, notamment dans le cas du bonding wedge aluminium, de la fixation de la connectique, ou du processus de moulage des ARTM option II. Nous décrivons cette évolution plus loin.

1.3. Implication de ces choix technologiques sur les dégradations d'assemblages sous contrainte de pression

Nous avons vu dans les chapitres précédents, dans quelle mesure la contrainte de température d'un environnement HPFT modifie le comportement électrique, mais aussi comment cette contrainte peut avoir une influence sur la dégradation des assemblages. Pour ce qui est de la contrainte de pression, les phénomènes physiques récapitulés dans le chapitre 2, et classés de A à F rendent compte de l'hypothèse de dégradations générales que l'on peut retrouver en environnement HPFT. Il est nécessaire d'aborder alors ces phénomènes de dégradation vis à vis des options d'assemblages que nous avons choisi pour notre application. Les effets A à C et F peuvent être considérés comme des effets thermodynamiques. Ce sont des modes de dégradation liés à une évolution chimique, électrochimique de l'assemblage sous contraintes environnementales. Les mécanismes de D à F sont plutôt liés à l'application des contraintes mécaniques sur l'assemblage. Ce constat nous amène à distinguer deux types de dégradation possibles : les dégradations chimiques et électrochimiques, les dégradations mécaniques.

1.3.1. Dégradations de types chimiques et électrochimiques sous pression

De l'ensemble des modes de dégradation vus au chapitre 2, il apparaît que le phénomène d'oxydo-réduction des espèces métalliques (type C) semble, dans le cadre de notre application, celui dont la probabilité d'apparition est la plus importante en environnement HPFT. A la fois à cause des environnements de travail de nos outils (Chapitre 1), mais aussi à cause de la constitution intrinsèque de nos prototypes. Dans le cas de l'option d'assemblage de type I, le circuit baigne dans un liquide de couplage hydraulique théoriquement inerte. Mais la mobilité des espèces chimiques en milieu liquide est telle qu'il est possible d'envisager des mécanismes de transport de type électrolytique, plus particulièrement lorsque les différents éléments du circuit sont sous tension. De plus, la moindre rupture d'étanchéité dans ce type de structure peut amener la migration dans le boîtier d'espèces chimiques extérieures dont le potentiel chimique, et donc la réactivité, peut dépasser celle des espèces déjà présentes dans le boîtier. Les phénomènes électrochimiques, sont donc à mettre en relation avec les modèles prédictifs des équations [20], [21] et [22] chapitre 2. Il apparaît, d'un point de vue chimique, que l'oxydo-réduction est un phénomène déclenché lorsque sont mis en présence 4 conditions :

- Anode et cathode conductrice
- Polarisation statique DC
- Présence d'un électrolyte permettant le transport ionique entre anode et cathode
- Connexion externe permettant d'obtenir une boucle de courant, ou une simple différence de potentiel.

Dans les ARTM option I, l'utilisation d'un liquide de couplage hydraulique en contact avec les plots de polarisation des puces laisse à penser que le phénomène de dégradation de type C doit être envisagé comme une cause probable de dégradation de nos fonctions électroniques.

Le phénomène le plus critique dans le principe d'une croissance métallique permettant la mise en court circuit de nos composants sous contrainte de pression, est le phénomène d'osmose électrique, aussi appelé cataphorèse liquide [principes et application de l'électrochimie]. Ce phénomène permet d'expliquer l'apparition sous contrainte de pression hydrostatique, d'une augmentation du transport de charge électrique dans la "cellule électrolytique" équivalente dans nos assemblages, et donc une croissance métallique amenant une dégradation.

Pour comprendre le phénomène, il faut admettre, comme l'a fait Helmholtz, que lorsqu'un corps solide non-métallique (comme cela peut être le cas pour nos substrats), baigne dans un liquide isolant, la gaine fluide ultra-mince adjacente au solide, et qui lui est fixée par adhésion, se charge électriquement. Cette électrisation de la paroi solide a pour corollaire la formation d'une couche électrique de signe contraire dans une couche liquide faiblement éloignée, et qui pourra être mise en mouvement : c'est la "couche double" de Helmholtz. Quincke a mis en évidence cette double couche, dans une expérience consistant en une cellule contenant un diaphragme poreux séparant deux électrodes baignant dans un liquide (Figure 11).

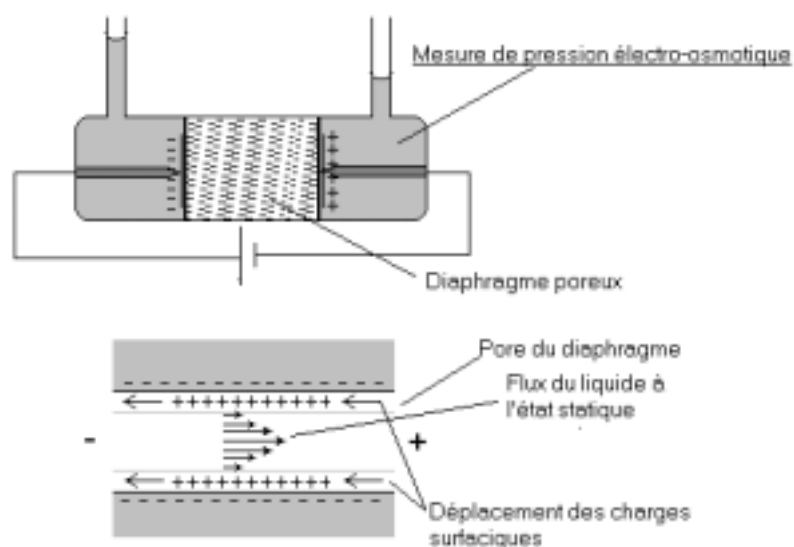


Figure 11 : Mesure de la pression électro-osmotique

La figure 11 montre le système de mesure de la pression électro-osmotique au travers d'un diaphragme implanté dans le liquide considéré. Le déplacement des charges aux interfaces dans chaque pore du diaphragme, à l'établissement du champ électrique provoque un décalage des niveaux dans les tubes supérieurs de la cellule. Mais cette différence de niveau disparaît sous l'effet d'un contre flux au sein de chaque micro canal, à l'établissement du régime de fonctionnement statique de la cellule (effet de la gravité). En régime statique, apparaît donc une pression isostatique dite pression électro-osmotique en régime stationnaire, qui résulte de l'équilibre entre le transport de charges et le flux du liquide. La réciproque de ce phénomène, étudiée par Perrin permet d'écrire que quand un liquide filtre sous pression au travers d'un diaphragme de nature donnée, la force électromotrice engendrée est proportionnelle à la pression. L'expression de cette force est de la forme :

$$E = \frac{K}{4\pi} \cdot \frac{\rho}{\eta} \cdot \epsilon \cdot P \quad [4]$$

Avec K le pouvoir inducteur spécifique du liquide, ρ la résistance spécifique du liquide, η le coefficient de frottement intérieur du liquide, ϵ la différence de potentiel dans la couche double, et P la pression de l'enceinte.

Le rapport de cette force électromotrice à la pression ne dépend que du liquide choisi. En effet, d'après Perrin, le diamètre des canaux capillaires ou l'épaisseur du diaphragme n'interviennent pas sur l'expression de cette f.e.m. Si on applique cette loi de proportionnalité sur la géométrie de nos structures ARTM option I, en considérant la surface poreuse de nos substrats, le flux induit de liquide pouvant transporter les espèces métalliques intervenant dans la cellule électrolytique est augmenté proportionnellement à la pression. Le temps de génération de courts circuits inter pistes se trouve alors réduit de manière inversement proportionnel à la pression, soit en re-écrivant la relation [22] chapitre 2 :

$$\tau = \frac{wlhndF}{MV} \cdot \frac{\rho}{P.H} = K \cdot \frac{\rho}{P.H} \quad [5]$$

Nous allons voir dans la partie expérimentale de cet exposé, que ce phénomène à été effectivement mis en évidence sur un ARTM001 option I, au cours d'un vieillissement sous tension continue à pression constante.

1.3.2. Phénomènes de claquage sous contrainte de pression

Le dernier point critique inhérent à l'application de la contrainte de pression sur les phénomènes de dégradation électrique de nos assemblages est celui lié au phénomène de claquage électrique, soit le mécanisme de type B, cas du claquage dit « thermique ».

Les équations [16] et [17], dont on rappelle les expressions ci-dessous, font intervenir la longueur L, écart entre les électrodes où peuvent potentiellement se produire les claquages.

$$E_c = \left(\frac{2\Gamma\theta}{L\sigma(T_0)e} \right)^{\frac{1}{2}} \quad [6], \text{ et } V_c = \left(\frac{2\Gamma\theta L}{\sigma(T_0)e} \right)^{\frac{1}{2}} \quad [7]$$

La structure Flex sur laquelle repose notre application, est constituée localement, de croisement de pistes polarisées entre la masse et la tension d'alimentation, séparés d'une épaisseur de polyimide de 200 μm . D'après le tableau 14 chapitre 1, le module d'Young d'un substrat Polyimide avoisine les 6.8 Gpa. Ceci correspond, par application d'une contrainte de 120 Mpa, à une diminution de 1.8% de la valeur de L. D'après [16] et [17] chapitre 2, cette diminution des valeurs de L provoque une chute de 13% de la valeur du champ critique, et un abaissement du même ordre de grandeur de la tension de claquage.

Ce phénomène de dégradation n'a pas été clairement mis en évidence dans le cadre de nos applications, mais peut constituer une hypothèse quand à la défaillance constatée sur les premiers prototypes de l'application finale.

2. Comportement électrique des différents prototypes en vieillissement

Ce paragraphe est la synthèse d'études effectuées afin de connaître le comportement du système électronique complet et la recherche de paramètres susceptibles de montrer sa variation électrique en fonction des contraintes environnementales définies dans le chapitre I

2.1. Définition des caractéristiques électriques utilisées comme indicateur de dégradation de la fonction :

La fonction électrique élémentaire employée dans les prototypes testés permet d'évaluer les variations de comportement électrique des différents composants présents sur la carte, et ainsi de dégager d'éventuelles règles de dessin destinées à la conception et à la réalisation de circuits et d'assemblages pour les hautes pressions. Nous avons donc cherché à caractériser dans un premier temps, les dérives comportementales du circuit complet, de manière à évaluer l'impact de la contrainte de pression, sur les paramètres fondamentaux d'un amplificateur d'instrumentation.

Le banc de test est capable de fournir des informations sur le comportement électrique du circuit sous test en cours de vieillissement, selon différentes options de configuration de circuits de tests, via le scanner à relais. L'insertion d'une platine de test spécifique à la fonction électronique ARTM entre le scanner et la connectique de cuve, a permis d'établir un suivi continu de trois paramètres électriques supposés critiques dans l'évolution de la fonction au cours du vieillissement :

- Gain et bande passante en mode différentiel
- Gain en mode commun (ainsi que le taux de réjection en mode commun)
- Offset

Toutes ces mesures ont été effectuées en mode automatique à différents stades du vieillissement.

Le choix de ces paramètres de caractérisation électrique a été décidé de manière à tenter de mettre en évidence un indicateur de dégradation précoce de la fonction complète. L'étude de ces paramètres

électriques s'est faite au cours de vieillissements en paliers continus HPHT, de manière à éviter les dégradations de type rupture d'assemblage (rupture de bondings, etc....), causées en majorité par des phénomènes de cyclage, et provoquant des défaillances directes de la fonction, sans rapport avec les comportements électriques du design.

Les résultats présentés ici sont ceux obtenus sur la troisième génération de prototypes d'ARTM001 Option I. Nous détaillerons plus loin les différentes générations de prototypes générés par les tests. L'ensemble des vieillissements a mis en évidence des variations similaires de la fonction électrique pour l'ensemble des prototypes.

2.2. Etude des variations du gain différentiel

Le gain en mode différentiel représente le mode de fonctionnement standard de la fonction prototype. Nous avons vu précédemment que l'expression de ce gain peut être déduite de l'équation [3], en considérant la condition $A_{dd} \gg A_{cc}$ comme étant réalisée.

Le gain différentiel est donc obtenu en injectant un signal de très faible amplitude entre INP1+ ou INP2+ et INN. Cette configuration nous permet de valider ainsi le fonctionnement des interrupteurs de commutation d'entrée, réalisés en technologie MOS (DG413). Nous avons donc obtenu deux lots de courbes de gain pour différentes valeurs de température, de pression, ainsi qu'au cours de vieillissements en temps de vie standard sur les quatre options technologiques de circuits testés.

La Figure 12 montre la courbe obtenue par le banc de mesure sur quatre décades à 175°C sous 1000 bars de pression après 24 heures en palier.

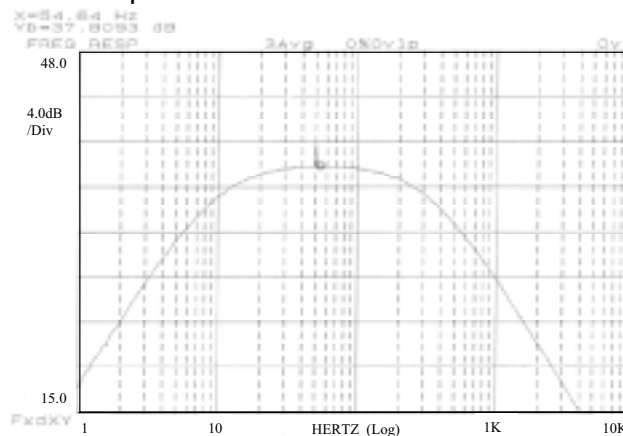


Figure 12 : Courbe de gain différentiel sur 4 décades.

En raison des très fortes valeurs du gain de cet amplificateur (80 Db), il a été nécessaire de placer en amont des voies d'entrées (hors enceinte environnementale), un atténuateur (pont diviseur), provoquant une chute de gain de 41.6dB sur la courbe.

Nous voyons que sur 4 décades, le comportement du circuit est conforme aux simulations Hspice effectuées uniquement en température (Figure 7). La superposition des différentes courbes pour différents paliers de température et de pression concorde avec les conclusions émises lors des conclusions du Chapitre 3. En effet, nous n'observons pas de variation significative du profil de la courbe de gain différentiel avec la température, mais aussi avec la variation de pression. L'application de la contrainte de pression influence donc peu le comportement différentiel de l'amplificateur.

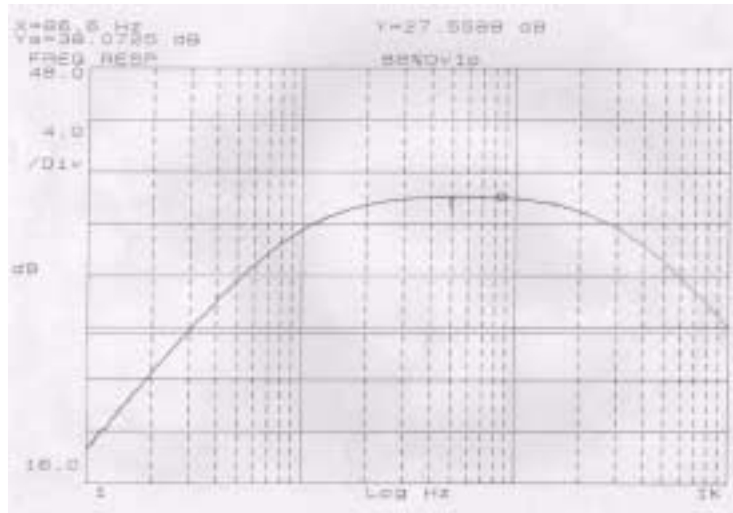


Figure 13 : Gain en mode différentiel au cours du vieillissement en palier ($t=300$ heures) sur 3 décades. L'évolution de la fonction de transfert en mode différentiel a été suivie plus particulièrement sur un vieillissement en palier. La Figure 13 nous montre la courbe de gain obtenue pendant le vieillissement à 175°C , 1000 bar, au bout de 300 heures. L'ensemble des mesures a été effectué sur 3 décades. Nous pouvons voir l'évolution des caractéristiques de la fonction au cours du temps, regroupée sur le tableau suivant.

Temps (heures)	0	300	500
Gain (à -3dB) en dB	35.22	34.48	34.88
Gain(à-10dB) en dB	28.2	28	27.9
Bande Passante (à -3dB) en Hz	9.2-320	9.2-320	9.3-315
Bande Passante (à -10dB) en Hz	3.1-970	3.05-960	3.1-1000
Gain en milieu de bande en Db	39.3	37.7	37.7
Fréquence centrale en Hz	61	60	59

Tableau 4 : Evolution des paramètres principaux de la fonction en vieillissement.

Les variations de comportement de l'ensemble du circuit au cours du vieillissement sont très faibles, et ces variations sont bien corrélées avec une simulation en température seule. L'effet de la pression sur ce design de circuit semble peu important. L'ensemble des mesures effectuées confirme la quasi-insensibilité du design à la fois à la température, mais aussi à la pression. De plus, les dérives comportementales au cours du temps, restent extrêmement faibles. Au cours des procédures de test des dernières générations de prototypes, nous nous sommes donc restreint à observer la fonctionnalité de base du circuit.

2.3. Gain en mode commun et CMRR

Le gain en mode commun (A_{cc}), est obtenu en injectant la tension de masse à la fois sur INP et INN. La courbe de gain en mode commun ainsi obtenue présente la forme suivante :

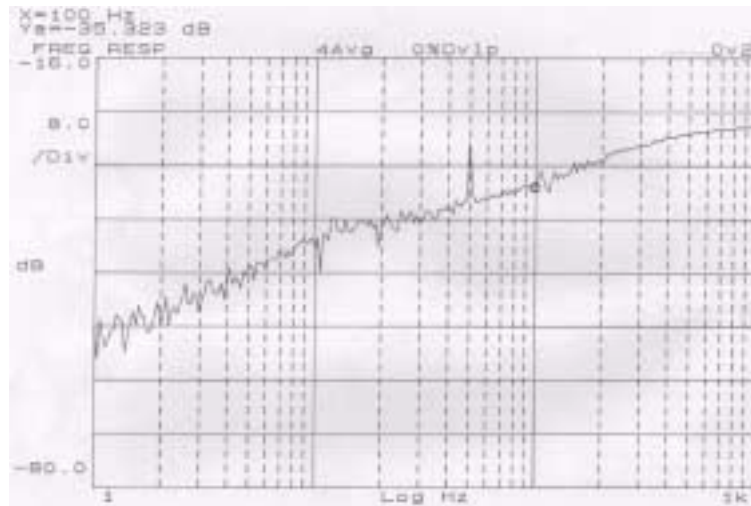


Figure 14 : Fonction de transfert en mode commun

L'atténuateur que nous avons employé au cours de la phase de simulation sous HSpice a été bien évidemment retiré de la chaîne d'acquisition. Ceci explique que les valeurs de gain en mode commun obtenues soit inférieures de 41.6 dB.

La courbe présentée ici est celle obtenue au bout de 500h de vieillissement en palier continu à 175°, 1000 bars. Le bruit de mesure sur la première décade, plus particulièrement sur les courbes acquises à basse température, ne permet pas de tirer de conclusions sur le comportement du circuit à basse fréquence. Nous avons donc caractérisé les différents paramètres du circuit dans ce que nous pourrions appeler sa partie utile, c'est à dire dans la bande passante à -3 dB de la fonction de transfert différentielle (de 10 à 300 Hz).

Le Tableau 5 permet de montrer la quasi-insensibilité de la fonction de transfert en mode commun du circuit à la pression.

500 h en palier	1 bar	100 bar	500 bar	1000 bar
10 Hz	-52 dB	-52.2 dB	-52.3 dB	-52.2
300 Hz	-28.2dB	-28.7 dB	-28.3 dB	-28.1 dB
1 kHz	-26 dB	-26 dB	-26 dB	-26 dB

Tableau 5 : Sensibilité de la fonction de transfert en mode commun à la pression

Le tableau présenté ici a été obtenu pour une température de 25°C. L'étude a toutefois été faite sur plusieurs paliers de température, et à différents moments du vieillissement. Les variations relevées sont toutes du même ordre de grandeur (généralement inférieures à 2.5 dB, tant dans le temps, qu'en pression. Il faut toutefois noter que les variations en température mises en évidence au cours des simulations semblent être moins présentes que lors de la lecture de ces mêmes valeurs de gain, au bas de la bande passante (10 Hz), comme nous pouvons le voir sur le Tableau 5.

1 bar, 600 heures	25°C	50°C	75°C	100°C	125°C	150°C	175°C
10 Hz	- 44 dB	-44.2 dB	- 43.3 dB	-42 dB	-41.3 dB	-41.2 dB	-41
300 Hz	-28.8 dB	-28.1 dB	-28.5 dB	-29 dB	- 29.2 dB	- 29.5 dB	-29.3 dB
1 kHz	-27 dB	-28 dB	-26 dB	-25.5 dB	-25.7 dB	-26.2 dB	-26 dB

Tableau 6 : Sensibilité de la fonction de transfert en mode commun à la température

Nous pouvons donc en déduire, comme précédemment, que le gain en mode commun est lui aussi peu sensible aux conditions environnementales, et que sa dérive dans le temps, sous contrainte, peut être considéré comme négligeable.

de gain différentiel, gain en mode commun, ou d'offset de sortie. Cette constatation a été faite sur les quatre familles d'assemblage retenues pour cette étude. Cette conclusion est toutefois à pondérer de la remarque selon laquelle nous sommes partis de l'hypothèse, fondée sur les constats du chapitre 1 sur les modes de dégradation, que les dérives comportementales et les dégradations de fonctions électroniques seront principalement dues à l'application de contraintes (combinées ou non) en palier. Nous verrons plus loin que dans le cas de dérives catastrophiques ou de perte totale de fonctionnalité, la cause en revient principalement aux problèmes liés aux assemblages et à la connectique, plus sensibles aux phénomènes de cyclage.

3. Comportement de l'assemblage, optimisation du produit

Un ensemble comportant 15 générations de prototypes différents a été étudié. Chaque génération de prototypes examinée est le résultat d'une évolution de l'une des quatre options technologiques déjà citées dans notre étude.

Nous avons pu distinguer trois types de dégradations spécifiques dues aux contraintes de l'environnement. La première, consiste en l'apparition de dégradations dues à la conception intrinsèque de l'assemblage. En effet, les spécificités de chaque processus de montage (câblage des bondings, processus de moulage, montage sur substrat flex), entraînent des modes de dégradations catastrophiques que l'on pourrait qualifier d'un point de vue fiabiliste de « défaut de jeunesse », c'est à dire appartenant à la partie de la courbe de Weibull pour laquelle $\beta < 1$. Le deuxième type de dégradations constatées est celui apparaissant au cours de vieillissement en palier continu. Ce sont principalement des phénomènes propres à l'application de pression, comme nous allons le voir plus loin. Le troisième mode de dégradation physique de l'assemblage, vient des effets de cyclage. Ces modes de dégradation ont fait évoluer la technologie vers un choix de matériaux et de composants spécifiques ainsi qu'à un protocole d'assemblage spécifique que nous avons décrit précédemment. Ces dégradations ont été suivies par différentes méthodes d'analyse (Optique, MEB, EDX, PIXE, Microscopie Acoustique), et les différents constituants de l'assemblage ont suivi des tests spécifiques à leur évolution (Pull test sur Bondings, suivi de la pénétration des liquides dans les résines d'enrobages.....).

3.1. Extraction des processus de dégradation spécifiques au dessin

Les procédures spécifiques d'assemblage destinées au HPFT ont pu être dégagées à la lumière des différents essais de qualification, et plus particulièrement sur les toutes premières générations de prototypes d'ARTM. Nous avons mis en évidence dans un premier temps, des anomalies fonctionnelles basées sur deux constats de dégradations d'assemblage.

La première anomalie consistait en des problèmes manipulatoires en phase d'assemblage (étape A, brasage du connecteur principal, nettoyage et dégraissage mécanique). Ces deux phases d'assemblage manuel ont eu pour conséquence directe, sur les ARTM001 option I de génération 1 et 2, de fragiliser la structure des bondings, favorisant la rupture de ces derniers, ainsi que de provoquer des ruptures des pistes de connexion vers les plots du connecteur principal. Plusieurs causes ont été envisagées :

Ces deux générations d'ARTM001 ont bénéficié d'une première génération de substrats FLEX de 80 μm avec adhésifs. Ces substrats excessivement souples nécessitent des procédures manipulatoires spécifiques. La faible épaisseur du flex rend critique la tenue mécanique des pistes de câblage des fils de liaison vers le milieu extérieur. Il est vraisemblable que les manipulations de

séparation du substrat de sa matrice ou le rétreint de la brasure lors de son refroidissement, provoque une fragilisation, voire une rupture des pistes de liaison vers les fils de câblage, comme nous pouvons le voir sur la Figure 16 et la Figure 18 :

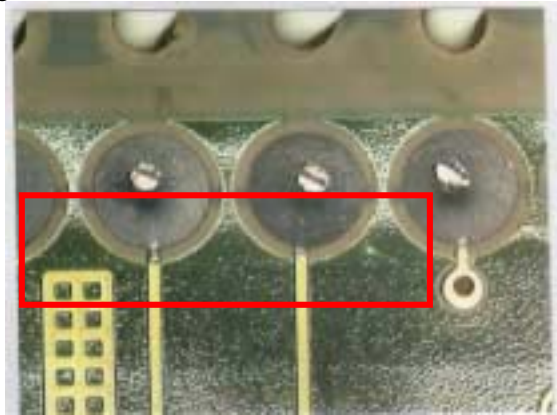


Figure 16 : Rupture des câblages du connecteur principal

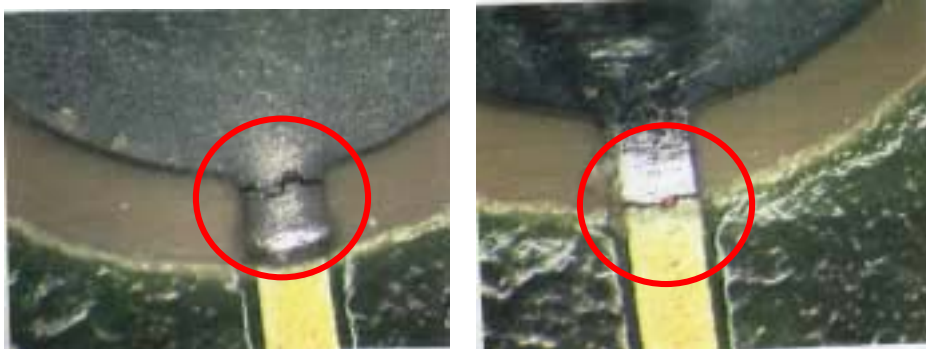


Figure 17 : Rupture fragile (type D) des pistes de câblage du connecteur principal

Une autre explication possible de la fragilité des pistes se situe au niveau du dessin des pistes à l'arrivée sur les plots de connexion. Cette hypothèse a été prise en compte dans les actions correctives envisagées pour les générations de prototypes suivantes.

La deuxième anomalie est apparue à l'examen du câblage des DG513. Les deux clichés suivant nous montrent des problèmes de décrochage des « Wedge bondings » de la piste de cuivre (Figure 18).



Figure 18 : Décollement des bondings au niveau substrat

Ces décollements peuvent être interprétés de la façon suivante. Soit une insuffisance dans la tension d'accrochage des bondings sur la plage de report (Mode de dégradation D et E), soit une rupture par arrachement dû à la flexibilité du substrat en phase de manipulation, soit à l'utilisation d'un gel silicone de protection du « Chip on Board », mis en place pour palier aux éventuels problèmes de corrosion, qui

nécessite un profil de polymérisation tel qu'il est envisageable que son rétreint ait provoqué un cisaillement du pied des « stichs » de « bonding ».

Les actions correctrices de ces dégradations furent :

Pour les connecteurs :

- Changement d'épaisseur de substrat Flex. La nature du matériau reste la même (polyimide), mais son épaisseur est augmentée de 80 à 200 μm
- Elargissement des pistes d'accès aux plots de câblage des connecteurs
- Procédures manipulatoires renforcées (transport et conditionnement des substrats améliorés, vibrations occasionnées par les opérateurs minimisées)

Pour les bondings :

- Changement de la nature du gel silicone
- Optimisation du process de Wire Bonding (modification du procédé par le sous-traitant)

Une anomalie ne dégradant pas la fonction des deux générations d'ARTM001 Option I, mais posant problème quand à la fonctionnalité des ARTM001 Option II, découle de la finesse de substrat. La flexibilité de substrat entraîne une diminution de la hauteur entre le composant passif et le substrat, dû au rétreint du composant et de la brasure de report pendant le processus de refusion de cette dernière (modèle du ΔCTE , dégradation de type E chapitre I).

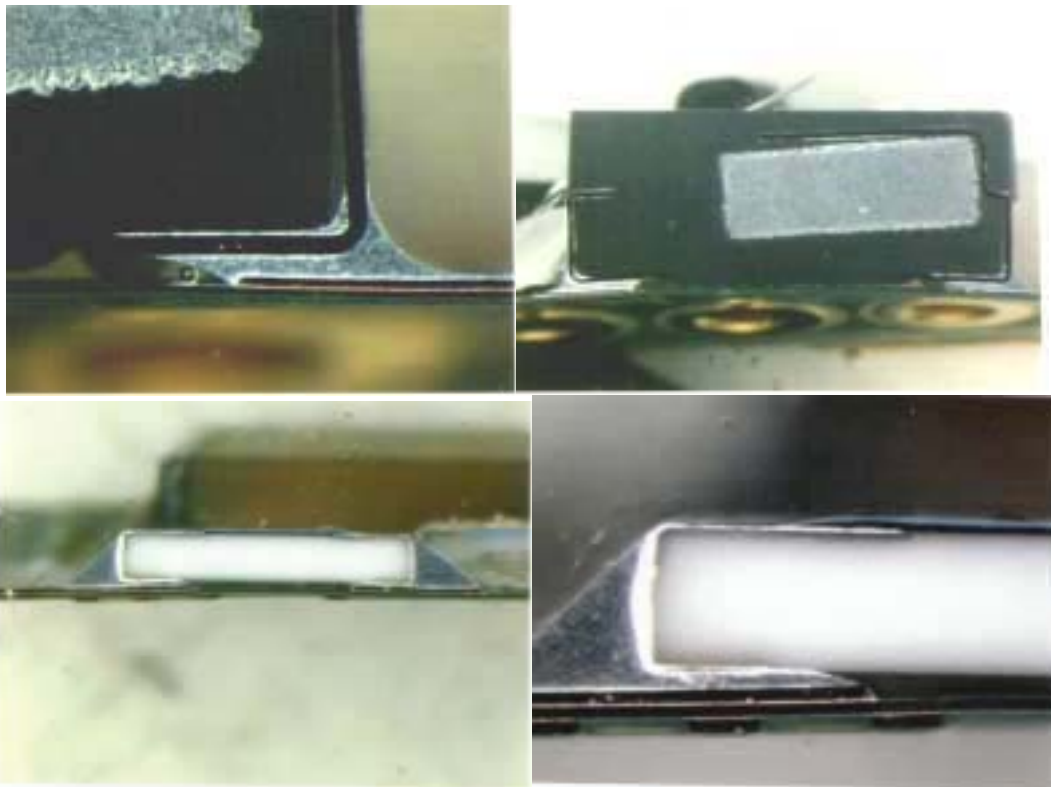


Figure 19 : diminution de l'espace interstitiel composant passif/substrat

Les déformations du substrat mises en évidence lors de cette approche, influent sur l'enrobage. De plus, elles induisent une diminution de l'espace interstitiel passif/substrat et entraînent une diminution de la mouillabilité, et provoque l'apparition d'une cavité. Lorsque l'espace interstitiel entre le substrat et le composant ne se remplit pas correctement soit avec le gel de protection des puces, soit avec la résine d'enrobage, cette cavité peut alors jouer un rôle catastrophique dans le cadre d'une mise sous pression de l'ensemble du module comme nous allons le voir maintenant.

La première génération d'ARTM001 option II que nous avons reçue au laboratoire était composée de deux modules issus pour l'un d'un moulage direct d'un ARTM001 option I (circuit 1) dans

une résine d'encapsulation de type Dexter HYSOL4450, avec un gel de protection silicone souple sur les puces. Le deuxième module était lui constitué du même ARTM001 option I (circuit 2), mais sans gel de protection.

La Figure 20 nous montre une radiographie des ces deux modules, qui ont été validés comme fonctionnels à l'issue du processus de moulage.

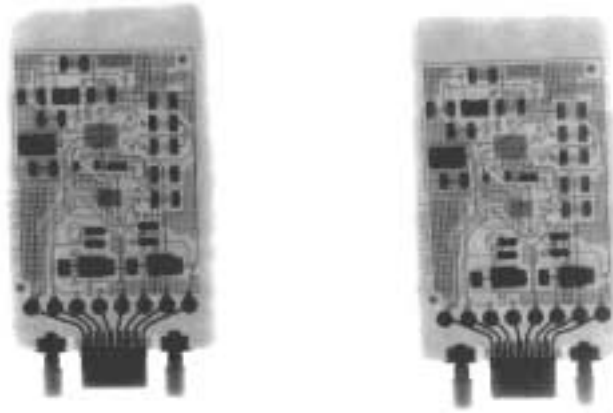


Figure 20 : Radiographie X des modules ARTM001 option II

Lors de la première mise sous pression de ces deux modules, le circuit A a perdu sa fonctionnalité dès 150 bars. Le circuit 2 a quand à lui, perdu sa fonctionnalité à 180 bars, mais il a retrouvé sa fonctionnalité après retour à la pression ambiante. Ce type de comportement faisant penser à un « faux contact ». Pour confirmer cette déduction, nous avons procédé à une analyse par microscopie acoustique, ainsi qu'à une ouverture des deux boîtiers par décapage de la résine à la verticale des puces.



Figure 21 : Analyse par microscopie acoustique de l'ARTM001 option II circuit 1 (25MHz - profondeur 1 mm)

Dans le cas du circuit 1 (Figure 21), l'analyse par microscopie acoustique en mode inversion de phase (méthode sensible à la présence de délaminations), a révélé la présence d'une importante délamination consécutive à la présence du gel de protection au niveau de la face composant du module. La compression de ce gel souple localisé à l'origine au voisinage des puces aura provoqué une augmentation du facteur d'intensité de contrainte à la mise sous pression. La délamination est alors propagée de manière catastrophique, entraînée par le gel, qui aura au passage décroché les bondings du substrat. Nous pouvons voir sur cette même Figure 21, que certains composants passifs (notamment les capacités de grande taille) sont eux même à la verticale d'une zone d'inversion de phase, dénotant la présence probable d'une cavité. Le déplacement de matière au voisinage de ces

composants vers ces cavités peut être une hypothèse plausible pour expliquer un éventuel décrochage du câblage. De la même manière, la Figure 22 nous montre le même type d'analyse effectué sur le circuit 2.

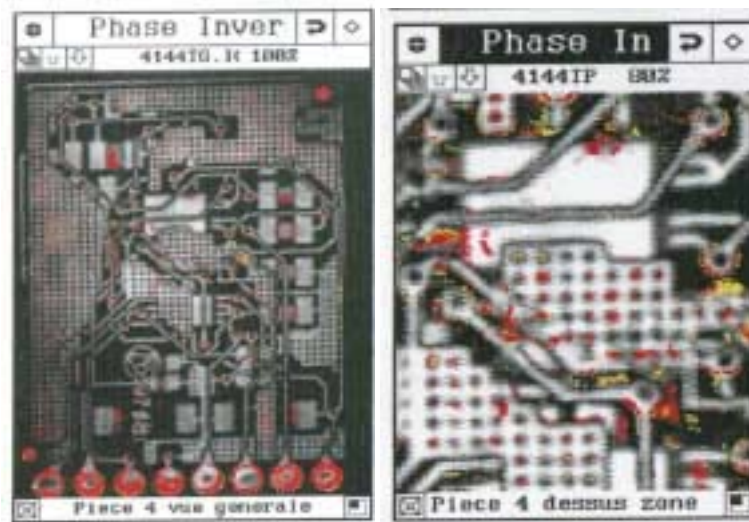
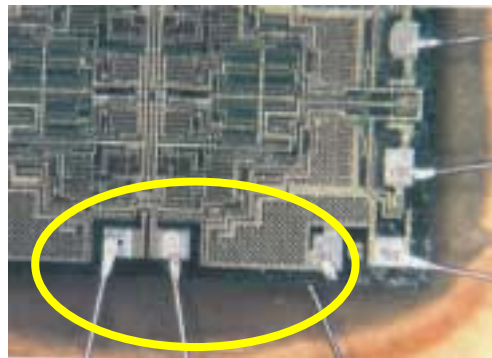


Figure 22 : Analyse par microscopie acoustique de l'ARTM001 option II circuit 1 (25MHz - Prof. 1mm)

Nous pouvons constater la présence de cavités à la verticale des composants passifs, mais aussi plus particulièrement une délamination localisée près des plots de câblage de OP470.

Une microsection après décapage de la résine à la verticale des puces, et retrait du gel, permet de mettre en évidence un défaut complémentaire (figure 23) lié à la rupture des bondings de l'OP470 circuit 2.



I.

Figure 23 : résultat du décapage ARTM001 option II circuit 1

Nous pouvons penser que ce type de rupture n'a pas été causé par le décapage (cassure trop franche), mais bien par un déplacement de la résine d'encapsulation sous l'effet de la pression.

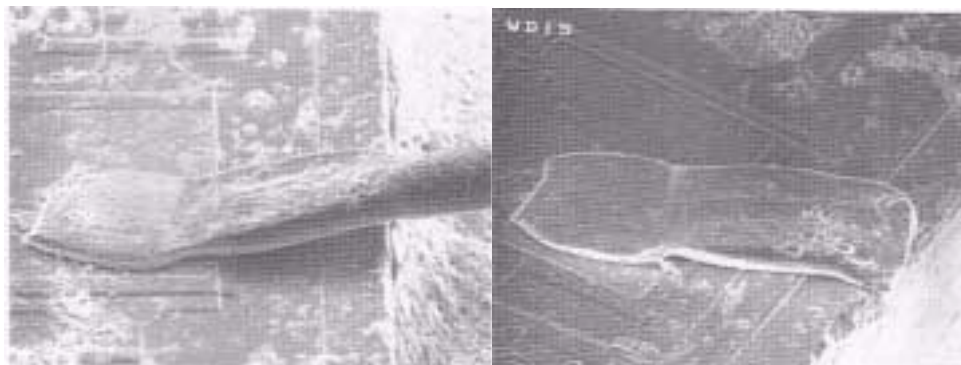


Figure 24 : Rupture des bondings sur la puce

Lors d'une mesure par SEM (figure 24) nous pouvons constater une déformation importante, allant jusqu'à la rupture du fil de câblage par écrasement dû au déplacement de la résine d'enrobage sous l'effet de la pression. L'espace occupé par le gel, évacué vers les cavités, ayant fait place à l'encapsulant, les fils de câblage se sont retrouvés compressés et cassés sous la contrainte de pression. Ce constat explique la perte irréversible de fonctionnalité. De la même manière, la microsection sur le circuit 2 (figure 25) a confirmé les déductions faites à l'aide de la microscopie acoustique, c'est à dire un décrochage des fils de câblage par déplacement de l'encapsulant, dû à la présence d'une délamination au niveau des plots de câblage du substrat.



Figure 25 : Décrochage des bondings de plages de câblage du substrat

Il a donc été nécessaire pour cette option technologique, d'apporter les corrections suivantes :
Proscrire l'utilisation d'un gel de protection des puces avant la phase d'enrobage car ceci provoque une dégradation des bondings. Il a donc été nécessaire de séparer les phases d'assemblage des ARTM001 option I et II.

Un contrôle plus rigoureux du procédé d'enrobage a dû être mis en place avec le sous traitant de manière à prévenir tout risque de cavités ou de délamination, entraînant à terme une rupture des bondings.

En ce qui concerne les ARTM002, option I et II, il semble que cette approche technologique est plus robuste que les ARTM001. En effet, dans le cadre de l'option I et de l'option II, les dégradations de l'assemblage nécessitant une amélioration de processus d'assemblage ne sont pas apparues au moment des premières mises sous pression, ou mises en température, mais plutôt lors des phases de vieillissement en cyclage. Nous détaillerons donc les problèmes de dégradation inhérente à la conception des assemblages ARTM002 dans les paragraphes suivants.

3.2. Comportement sous paliers de contraintes constantes combinées Pression/Température

Les travaux effectués sur la caractérisation du temps de vie à l'état stationnaire, le temps de vie sous contrainte constante HPHT ont porté sur l'identification des modes de dégradation des prototypes soumis à leurs contraintes de travail en continu.

Dans cette optique, nous avons procédé sur des ARTM001 option I, à des tests comparatifs sur l'impact de la contrainte de pression sur l'évolution de deux circuits identiques, l'un soumis uniquement à la contrainte de température, l'autre soumis aux contraintes combinées de pression et de température. Les circuits sont nommés ARTM001-A pour le circuit ayant subi les contraintes de température et de pression, et ARTM002-B pour l'étalon en température. Chacun de ces deux circuits disposait des améliorations citées au paragraphe précédent (entre autre un substrat flex plus épais : 200 μm), à l'exception du gel de protection des puces, dont l'utilisation a quand même été considérée comme essentielle face à l'hypothèse d'une corrosion accélérée. Sur ces deux prototypes, les deux puces

reportées par collage sont recouvertes d'un gel silicone de protection (réf RTV6100 de GE silicone, laissant à peine dépasser le sommet des boucles de bondings.

Après câblage, les deux circuits se sont avérés fonctionnels.

Le circuit ARTM001-B a été installé dans un bain d'huile FOMBLIN (perfluoro-polyether) identique à l'huile utilisée dans les cuves de mise en pression et son fonctionnement vérifié après stabilisation à une température de 175°C.

Le circuit ARTM001-A a été installé dans l'une des cuves de mise en pression hydraulique du banc de test. Ce circuit a subi à t=0 deux montées en pression à 1000 bars pour valider son fonctionnement, suivi d'une descente à la pression atmosphérique. Pour la troisième mise en pression (800 bars) le paramètre température a été ajouté à volume constant. Après stabilisation à 1000 bars, 175°C, le circuit est resté fonctionnel 500 heures, et par intermittence, 650 heures.

Les clichés suivants (figure 26) ont été réalisés à la suite de l'apparition de la première défaillance du circuit, se traduisant par une perte intermittente de fonctionnalité.

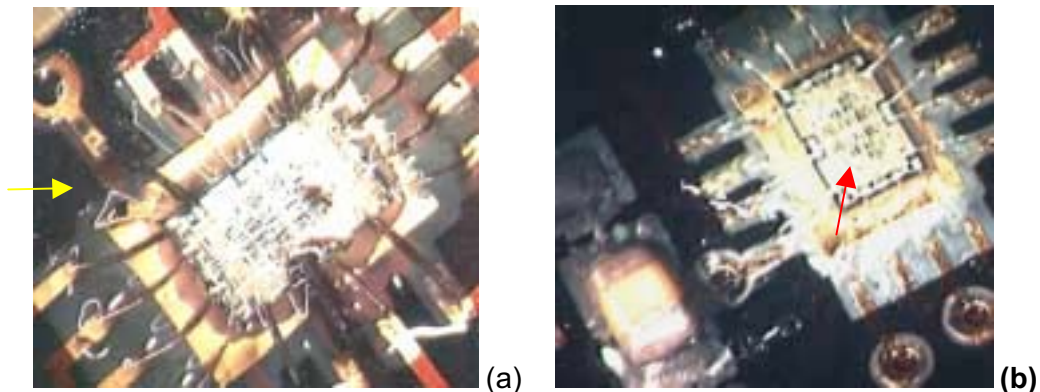


Figure 26 : ARTM001 option I A (a), et ARTM001 option I B (b), à 500 heures

On constate, sur l'ARTM001 option I A (Figure 26) une disparition ou une rétraction du gel silicone, mettant à nu le sommet des boucles du bonding, ainsi qu'un assombrissement de ce dernier. Il semble que cet assombrissement soit dû à un dépôt de matière sur le gel. Par comparaison, l'ARTM001 option I B, ayant vieilli le même temps, à la même température, mais sans contrainte de pression, ne présente pas ce dépôt. On remarque que le dépôt se localise sur les bondings d'alimentation des puces, aux endroits où le gel a disparu. Il semble que la polarisation du bonding influe sur la croissance de ce dépôt, ceci implique donc une croissance cristalline de nature électrolytique.



Figure 27 : Croissances dendritiques au dessus du gels de protection des bondings

La structure de ce dépôt apparaissant au sommet de boucles de bonding, hors de la protection du gel, est de forme dendritique et semble confirmer l'hypothèse d'une croissance cristalline de nature

électrolytique. Ce type de dépôt, présent sur les bondings à polarisation négative sur les deux puces COB (Figure 28), est aussi présent sur les plots des capacités de découplage des alimentations, plots polarisés au potentiel le plus bas.

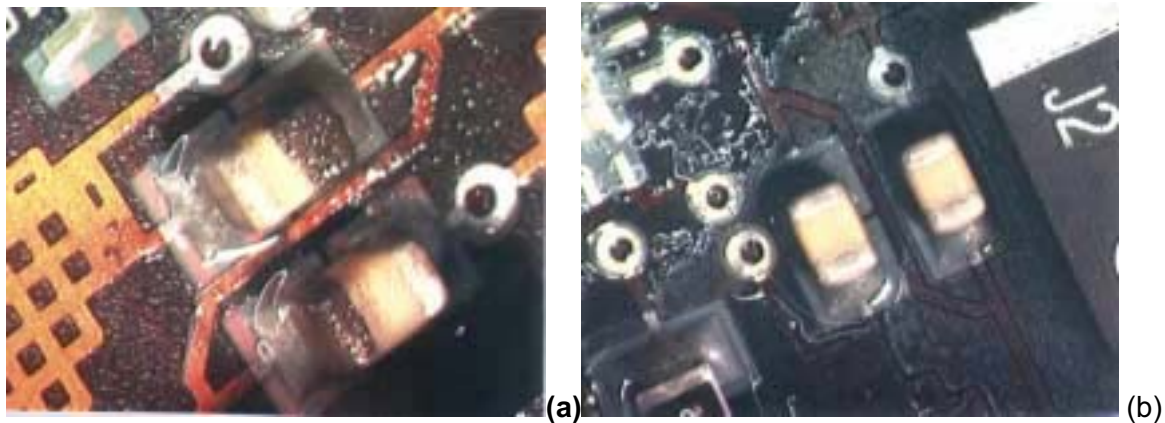


Figure 28 : ARTM001 option I A (a), et ARTM001 option I B (b), à 500 heures Condensateurs de découplage des alimentations

Seuls les plots de polarisation négative des capacités d'alimentation sont recouverts d'un dépôt. Dans le cas d'une migration électrolytique (chapitre I, Mode de dégradation de type C), cela veut dire que les espèces chimiques constituant ce dépôt sont de nature métallique. Ce phénomène n'apparaît pas sur l'ARTM001 option I B témoin en température. Il doit donc exister une relation directe entre l'apparition de phénomènes de dégradation corrosive (croissances métalliques) et l'application de la contrainte de pression.



Figure 29 : ARTM001 option I A à gauche, et ARTM001 option I B à droite, à 650 heures

Une poursuite du vieillissement à 650 heures a provoqué une croissance encore plus importante du dépôt métallique, causant un mode de défaillance de type C. La cause de la défaillance peut être liée à l'effondrement du gel de protection, allant jusqu'à découvrir les plots de câblage des puces silicium. La cause directe de ce phénomène étant de laisser la place au dépôt métallique pour provoquer un court circuit (Figure 29), entre les plots d'alimentation des puces, ainsi qu'entre les plots de signal.

Deux points principaux sont à dégager :

- Apparition d'un dépôt dendritique sur les bondings et les plots des condensateurs du uniquement à la contraintes de pression.
- Disparition du gel de protection des puces (RTV6100), favorisant l'apparition du dépôt cristallin, et à terme, provoquant la dégradation du circuit.

L'hypothèse énoncée précédemment sur la nature du dépôt a été confirmée par une analyse physico-chimique approfondie. Un prélèvement des fils de bondings du plot n°11 sur le DG413, et du plot n°14 sur l'OP470 on permis par une analyse en EDX, de déterminer la nature de ce dépôt.

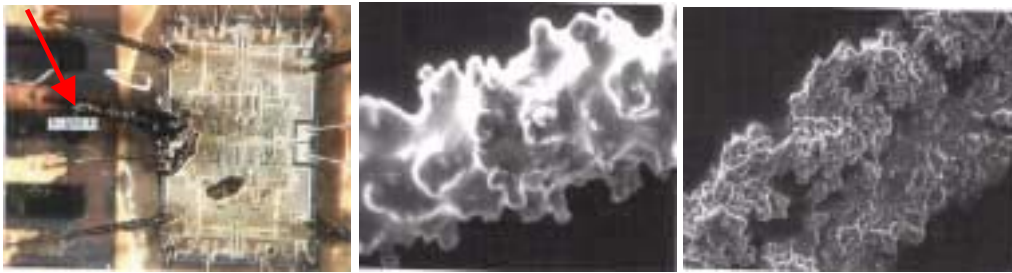


Figure 30 :Prélèvement et nettoyage d'un bonding contaminé par le dépôt électrolytique

La croissance sur les bondings contaminés est effectivement dendritique (Figure 30). Une tentative d'identification de la nature de ce dépôt a été effectuée en microscopie Raman, malheureusement sans résultat à cause du bruit de fond trop important des atomes de fluor. L'identification des espèces chimiques a été obtenue à l'aide d'une analyse EDX (Electron Dispersion X-Ray). Cette analyse montre (figure 31) une prédominance très nette du Fluor, du Palladium, du Chrome, du Zinc, du Fer, du Nickel, de l'Or et de l'Aluminium et du Plomb. Il a donc été mis en évidence des espèces chimiques présentes sur les pistes de la carte, sur les terminaisons de composants passifs, et dans l'alliage de brasage (Sn, Pd, Ni, Pb, Cr, Fe, Zn).

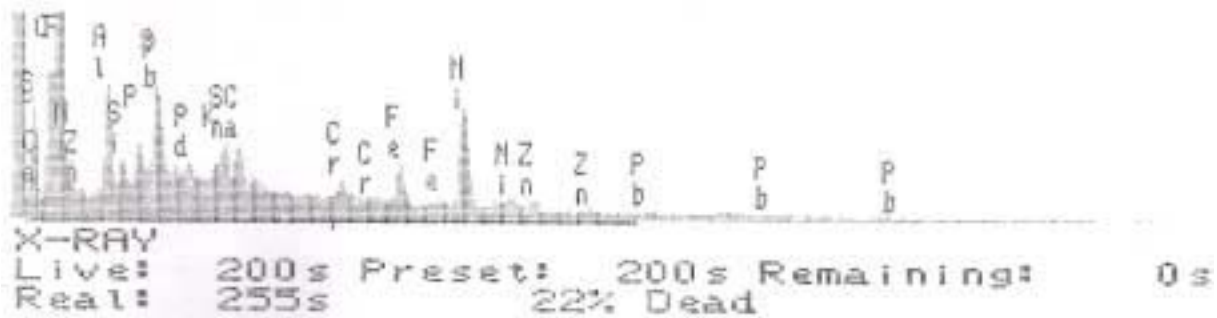


Figure 31 :Profils EDX réalisés sur les fils de câblage prélevés

Il existe des interactions possibles entre les espèces chimiques de la carte, et le liquide de mise en pression saturé en fluor ou, plus vraisemblablement, avec le gel de protection fluoré des puces du circuit.

Les options technologiques ARTM002 Option I et II, ainsi que les ARTM001 options II ayant subi des vieillissements sous contrainte constante n'ont pas révélé de dégradations spécifiques . La première génération du produit final (HRLS001), pour lequel nous avons effectué une phase III de qualification, et dont le mode d'assemblage était du type ARTM001 Option II a subi avec succès un palier continu de 41 jours (soit 1000 heures) à 175°C, 1000 bar sans défaillance.

L'application de la contrainte de pression en continu a pour impact principal l'augmentation de la cinétique de corrosion, et des phénomènes de dégradation de type C. Nous allons voir au paragraphe suivant quel est l'impact des contraintes appliquées en cycles et les modes de dégradation observés au cours de ces vieillissements.

3.3. Comportement en cyclages combinés Pression/Température

Les premiers ARTM001 Option I utilisés au cours de ce type de vieillissement sont au nombre de deux. La spécificité de cet assemblage est de disposer du même type de gel de protection siliconé que nous avons vu aux paragraphes précédents. Les deux échantillons ont été soumis à un vieillissement accéléré en cyclage de température et pression selon le standard décrit au paragraphe 1.1. Les circuits se sont révélés fonctionnels après une première étape de stockage à une température de 175°C. La première défaillance s'est manifestée au 5^{ème} cycle, par une perte totale de la fonctionnalité. Lors de la sortie de la cuve de test nous avons extrait un substrat ayant subi une torsion importante. Une précontrainte au cours de la fermeture de la cuve de mise en pression pourrait expliquer ce phénomène.

La perte de fonctionnalité est due principalement à une dégradation des bondings, par effet de la torsion du substrat flex. En effet, cette génération d'ARTM001 fait partie du même lot de fabrication que la troisième génération de circuit ayant amené l'amélioration de processus d'assemblage, décrit au paragraphe 3.1. Il faut toutefois noter que outre le problème lié aux bondings, un deuxième type de dégradation spécifique est apparu sur cette génération de circuit. On constate sur les deux circuits, la présence d'un dépôt de particules brillantes et argentées sur le gel de protection des puces (Hipec9224) à la verticale du sommet des boucles du bonding Wedge-Aluminium. Ce dépôt n'apparaît qu'à la verticale des bondings de polarisation négative, comme nous pouvons le voir sur la Figure 32

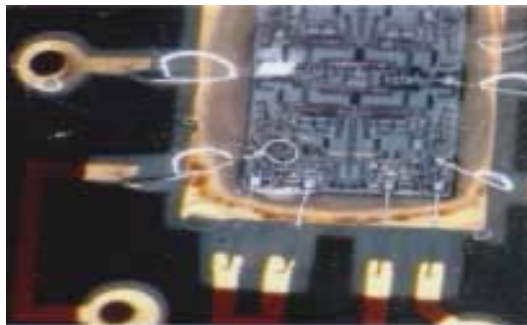


Figure 32: Contamination par un dépôt métallique à la verticale des bondings

On remarque de la même manière, que le dépôt métallique est présent au niveau de l'équipotentielle séparant les deux plots des capacités C3 et C7 (plots polarisés au potentiel le plus négatif). La similitude avec les défauts rencontrés sur l'ARTM001 Option I du paragraphe précédent, est évidente. Mais il s'agit apparemment dans le cas présent d'une dégradation d'ordre thermomécanique, et non plus électrochimique. En effet, il apparaît que le dépôt ne résulte pas d'une croissance électrochimique, comme nous l'avons vu précédemment, mais plutôt de particules solides résultantes de la décomposition électrochimique d'un élément métallique de la carte, comme nous pouvons le constater sur la Figure 33.

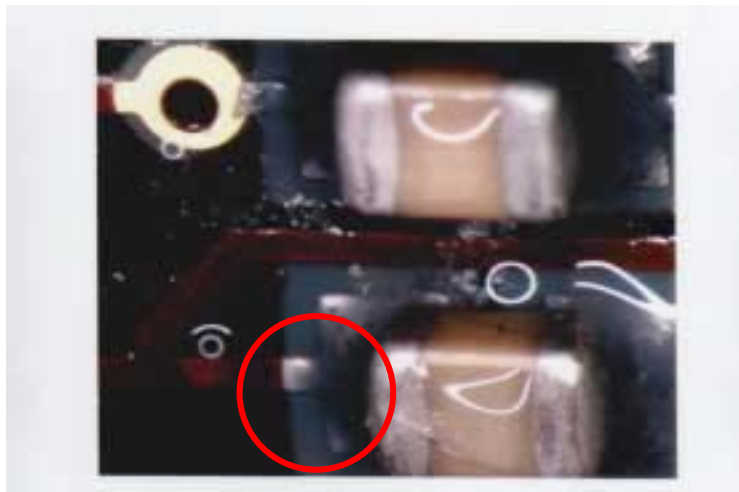


Figure 33 : Dépôt métallique sur les plots des condensateurs C1 et C2.



Figure 34 : Dégradation des brasures des condensateurs

Nous pouvons constater sur la Figure 34, au voisinage des condensateurs tantale, que la brasure est dégradée, et possède apparemment la même structure que le dépôt métallique retrouvé sur le reste du circuit. Nous sommes donc très probablement en présence d'un mode de dégradation thermomécanique accéléré par les cyclages en pression. Ce mode de dégradation des brasures peut être qualifié « d'érosion » accélérée par les cyclages en pression. Pour corrélérer ce constat, nous pouvons voir sur la Figure 35 la brasure déposée par sérigraphie sur un plot sans composant. Cette brasure, contenant des bulles et soumise aux cyclages, s'est effondrée sous l'effet de la pression



Figure 35 : Dégradation des brasures par cyclage en pression

La combinaison d'une dégradation des brasures par phénomène d'érosion, ainsi qu'une amorce du phénomène électrolytique vue précédemment, peut expliquer, à la fois la nature du dépôt, mais aussi la localisation de ces débris le long des lignes équipotentielles négatives.

La génération d'ARTM001 suivante est constituée de deux circuits ARTM001 Option 2, bénéficiant des améliorations d'options d'assemblage décrites au paragraphe 3.1. La résine d'encapsulation choisie est la Dexter HYSOL4450, et les circuits sont dotés d'une connectique Haute température AXXON. Le procédé de câblage est en Wedge Aluminium coté puce et coté substrat. Les deux circuits ont été testés après montage sur le banc de test et se sont avérés fonctionnels. Le vieillissement des circuits a été conditionné par la nécessité d'utiliser l'environnement du banc pour caractériser simultanément les ARTM001 génération 1 et les ARTM002. Les conditions de test ont été les suivantes : 35 cycles de 24 heures, puis 1000 heures en palier haut à 175°C, 1000 bars, puis à nouveaux 5 cycles de 24 heures. Le temps cumulé passé en palier haut est de 1544 heures. Les deux ARTM001 sont toujours fonctionnels.

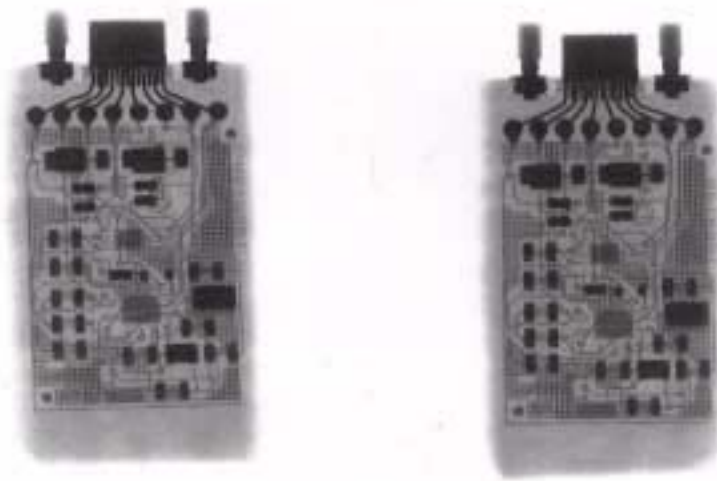


Figure 36 : ARTM001 option 2 qualifié au cours de la phase III

Les deux circuits étant restés fonctionnels, on peut considérer que la technologie d'assemblage ARTM001 option 2 est viable pour des applications en haute pression et en haute température.

La première génération d'ARTM002 pour lequel nous avons reçu deux éléments est constituée de circuits de même fonctionnalité électrique que les ARTM001 mais pour lesquels le montage a été effectué en boîtiers CMS. Le process de report des composants a été effectué, à l'aide d'une brasure MMP. Ces deux circuits se sont avérés fonctionnels après leurs câblages sur le banc de test. La procédure de vieillissement a consisté en une série de cyclages sur 24 heures, cyclage de type phase III. Les deux circuits ont perdu leur fonctionnalité au bout de 15 cycles pression + température. La défaillance des deux circuits a fait l'objet d'un constat de dégradation électrique, montrant que les DG513 ne fonctionnaient plus.

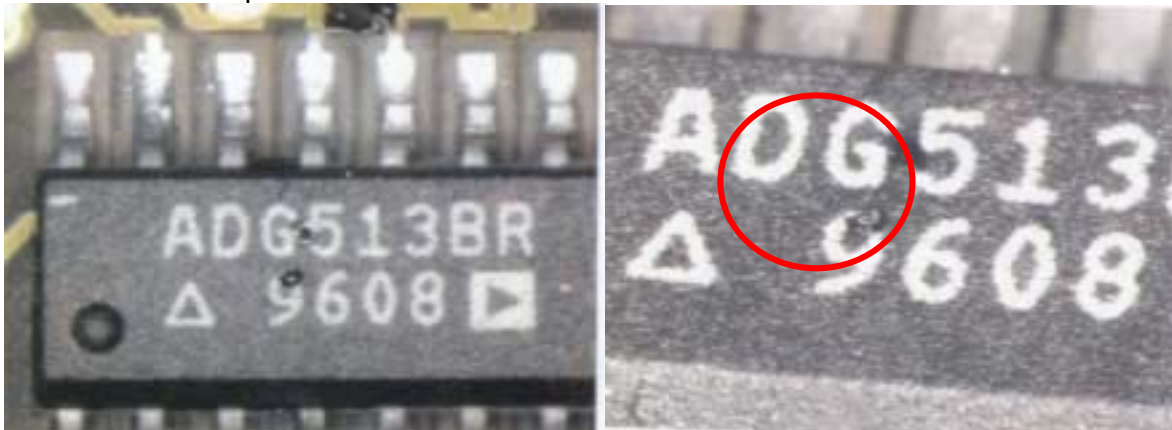


Figure 37 : Dégradation du boîtier des interrupteurs MOS ADG513

La première constatation fût l'apparition d'un trou dans le boîtier plastique du DG 413. Ce trou, présent au sommet du caractère 9 sur le marquage du boîtier (Figure 37), atteste de la présence d'une bulle ou d'une délamination proche de la puce, confirmée par l'analyse en microscopie acoustique.

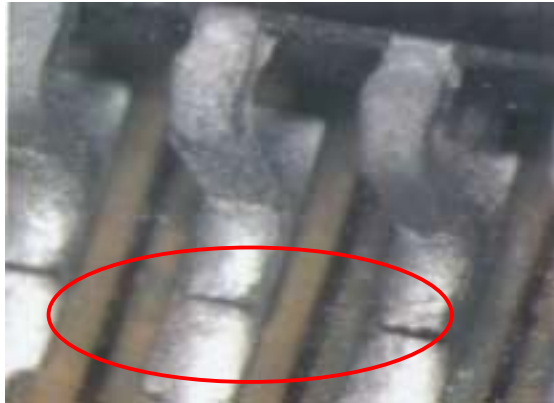


Figure 38 : Dégradation de l'alliage de brasage

De la même manière que pour les ARTM001 option 1 vus précédemment, on constate aussi sur la Figure 38, une dégradation des alliages de brasage et la présence d'un dépôt de particules métalliques sur la quasi-totalité du circuit.

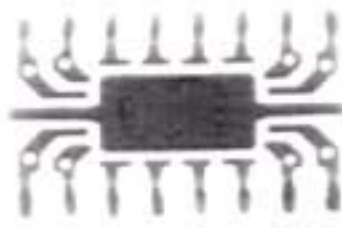


Figure 39 : Radiographie X du boîtier DG513.

Une radiographie X permet de localiser effectivement la puce près de la position du trou (Figure 39). La radiographie X précédente montre que le trou dans le boîtier est proche des bondings d'alimentation de la puce. Les analyses en microscopie acoustique suivantes montrent que la délamination présente dans ce boîtier se développe sur une grande surface à la verticale de la puce.

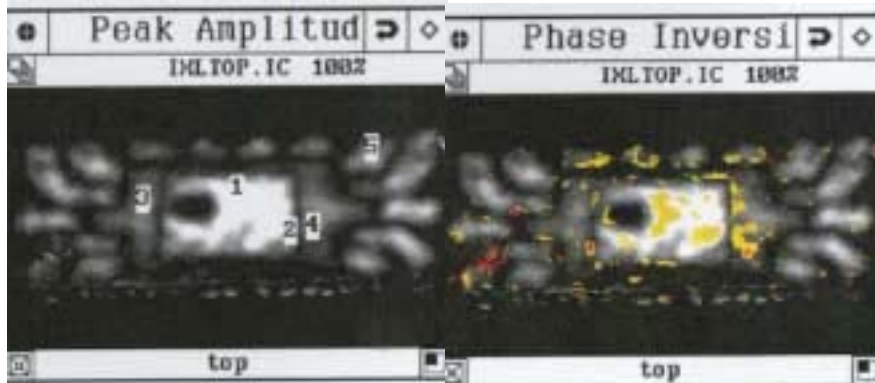


Figure 40 : Microscopie acoustique en Amplitude et détection de phase sur le DG513 (F=15 MHz, profondeur 675 µm)

Une détection en amplitude et en inversion de phase confirment la présence d'une délamination au niveau de la surface de la puce. Cette délamination permet le déplacement local de la résine du boîtier, provoquant ainsi un décrochage des bondings à l'intérieur sur la puce. Nous avons procédé à une microsection à l'aplomb de la cavité, visible par effet de masquage en microscopie acoustique [] sur le composant DG513.

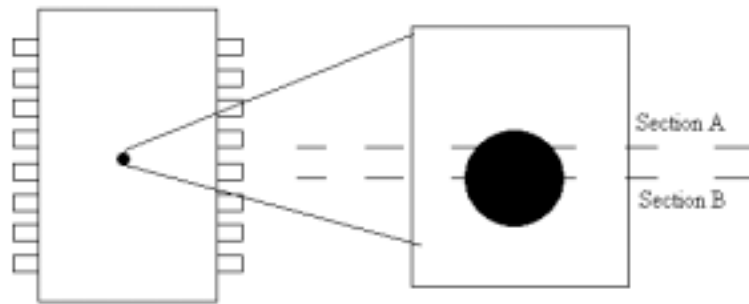


Figure 41 : position des micro-sections A et B de l'analyse DPA

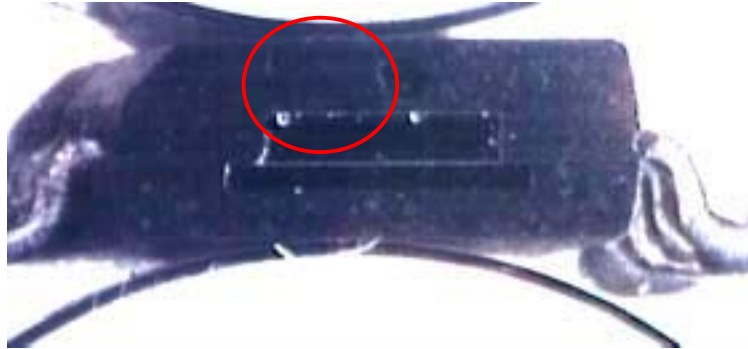


Figure 42 : Micro-section A, montrant la cavité à la verticale de la face active

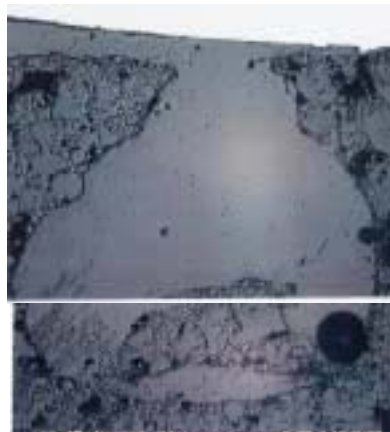


Figure 43 : Microsection B montrant l'effondrement de la cavité sous la pression

La Figure 43 nous présente de quelle manière la partie supérieure de la cavité s'est effondrée sous l'effet de la contrainte de pression. La rupture des parois supérieures de la cavité s'est effectuée en suivant les lignes de concentration en charge de SiO_2 . En effet, la rupture franche du matériau a été induite par une fragilisation par rapport à l'époxy massif, pour lequel la limite d'élasticité a engendré une déformation plastique plus importante.

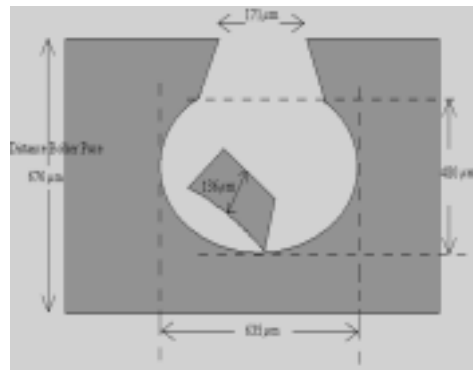


Figure 44 : Relevé des dimensions de la cavité au niveau de la rupture

Les dimensions réelles de l'effondrement de cavité sont reportées sur la figure 44. La cavité affleure la face active de la puce à seulement 50 µm au dessus de cette dernière. L'application directe de la pression sur le composant ne pose pas de problème en soi, comme nous l'avons vu dans le cas d'une technologie de type ARTM001 option I. Malgré tout, on peut imaginer que le gradient de pression appliqué de manière non uniforme sur la face active constitue une hypothèse de dégradation cohérente. La structure de la résine d'encapsulation des boîtiers du commerce, malgré le soin apporté aux processus de polymérisation, est susceptible d'abriter des cavités risquant d'une part de provoquer des dégradations d'assemblage par effet « PopCorn », mais aussi, dans le cadre d'applications en haute pression, des effondrements locaux, modifiant ainsi les conditions d'application des contraintes sur la face active de la puce.

On peut conclure de cette étude que :

- Le choix dans la qualité du boîtier est déterminant pour la fonctionnalité sous contraintes du système. Les conditions de contraintes environnementales imposent des boîtiers sans délamination ni bulles lors du report, ce qui est difficile à garantir de la part des fabricants. Dans ce cadre une mesure systématique par analyse acoustique peut être nécessaire.
- Une dégradation des brasures comparable à celle constatée dans le cas du vieillissement des ARTM001 option I apparaît aussi sur les broches de composants. Il s'agit d'une dégradation d'ordre thermomécanique des alliages de brasage, ou des étamages de composants passifs, qui provoquent l'apparition d'un dépôt métallique sur une grande partie du circuit.
- Un essai de réparation du circuit a été mené à bien. Il existe donc un moyen de palier aux défaillances du circuit par remplacement des boîtiers présents sur la carte, pour une technologie de type ARTM002 non-enrobés.

Les ARTM002 options II testés ont eu un comportement valide face aux standards de qualification de phase III, dès les premières générations de prototypes testés. Cette génération d'ARTM002 est constituée d'un prototype monté en technologie CMS reportée sur flex et moulé par une résine d'encapsulation Hysol 4450.

Le circuit a subi une série de 82 cycles sans aucune apparition de défaillance électrique, soit 1148 heures en temps cumulé à 1000 bars 175°C. L'enrobage de ce circuit montre, malgré la constante fonctionnalité du prototype, des fissurations très importantes.



Figure 45 : Fissurations de grande dimension de la surface de l'enrobage

Sur la Figure 45, une fissuration de grande longueur s'est propagée sur la face de l'assemblage coté composant. Le relevé (à l'aide d'une radiographie X) des dimensions de la fissuration est consigné sur la Figure 46.

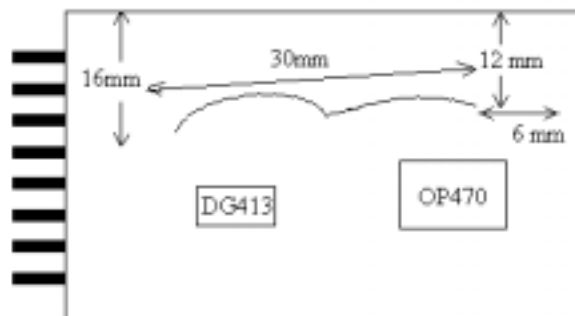


Figure 46 : Localisation des boîtiers des composants par rapport à la fissuration

Cette fissuration possède une forme particulière de double virgule épousant les deux puces.

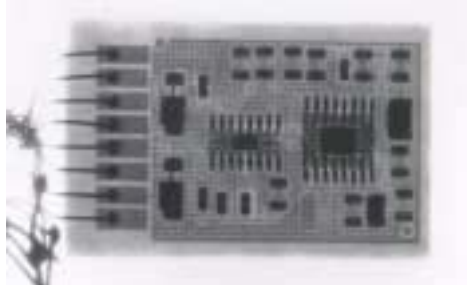


Figure 47 : Radiographie X du prototype à la verticale des boîtiers

Cette radiographie montre la position respective des puces à l'intérieur de l'enrobage. La fissuration, non apparente sur la radiographie, est proche de la partie supérieure des puces. On peut donc supposer que les contraintes thermo - mécaniques induites par les cyclages ont provoqué cette dégradation. Cet échantillon a servi d'étalon pour caractériser la pénétration de l'huile de mise en pression. Pour se rendre compte de l'étendue de la dégradation de l'assemblage, nous avons procédé à une microsection sur le circuit, pour localiser en profondeur le défaut.



Figure 48 : Mesure de la profondeur de fissuration

Une mesure directe de la profondeur de fissuration nous montre que cette dernière pénètre l'enrobage d'une profondeur de 1800 à 1900 microns environ.

L'analyse par microsection a aussi révélé une fissuration interne du module, démarrante de ce qui semble être une délamination flex-résine et se propageant en direction de la surface de l'échantillon.



Figure 49 : Fissuration interne de l'enrobage

Cette fissuration, bien que moins profonde que celle de surface, modifie l'intégrité de la résine de protection du circuit, et montre bien les ruptures inhérentes à l'application de seuils de contraintes élevés au cours du vieillissement du circuit complet. Cette fissuration semble partir d'une délamination située entre l'enrobage et le circuit flex. Cette délamination n'ayant pu être mise en évidence par microscopie acoustique, vu l'épaisseur de substrat à traverser, n'a été révélée qu'au cours d'un examen destructif. Elle semble être la cause principale de dégradation de l'assemblage, dans la mesure où elle rompt l'intégrité de l'assemblage.

Il est à noter que les fissurations observées n'ont pas provoqué de perte de la fonctionnalité électrique. Le résultat de ce test montre qu'il est possible d'utiliser une technologie enrobée pour protéger les circuits de la corrosion accélérée par les contraintes locales de pression. Des précautions particulières sont toutefois à prendre dans les procédés de moulage de l'encapsulant, pour éviter les ruptures de continuité mécanique, rendant critique la tenue de l'assemblage aux contraintes cyclées HPFT.

En conclusion, nous avons identifié les causes de défaillance inhérentes aux quatre types de technologies d'assemblage que nous avons testé pour réaliser notre produit, soumises à des contraintes environnementales cyclées. Dans la plupart des cas, l'application de contraintes par cycle provoque des dégradations d'ordre thermomécanique sur les différents éléments de l'assemblage. La nature purement thermomécanique permet, dans certains cas, d'estimer, à l'aide des modèles de vieillissement cités au chapitre I, les MTTF de ces différentes technologies.

4. Approche théorique de la dégradation mécanique, utilisation de la méthode des éléments finis

Les approches théoriques utilisées couramment pour modéliser le comportement thermomécanique sont généralement valides dans le cas de structures simples. La complexité de ces modèles analytiques va croissant avec les structures dont elles décrivent le comportement. Si la structure devient trop complexe du point de vue volumique, nombre de matériaux mis en jeu, multiplicité des éléments, les modèles deviennent rapidement inextricables. La solution pour appréhender le comportement de structures complexes consiste en l'utilisation de la méthode des éléments finis. Cette méthode est basée sur le fractionnement des volumes étudiés en sous éléments de petites dimensions (maillage) interconnectés par des points appelés nœuds [IMB], pour lesquels les équations régissant le comportement thermique, thermomécanique, mécanique ou physique sont connus. Cette méthode, permet d'extraire les variations comportementales globales des assemblages et, à terme, d'extraire des tendances sur les modes de dégradation.

4.1. Détermination des propriétés des matériaux impliqués dans l'assemblage et utilisés dans les simulations

L'utilisation de la méthode de calcul par éléments finis nécessite de connaître, dans le cas de simulations de type thermomécanique, un certain nombre de propriétés intrinsèques des matériaux impliqués dans l'assemblage. Ces propriétés peuvent être déduites d'essais mécaniques dits de traction (pour le module d'Young) [PER].

L'essai de traction est la méthode la plus simple pour étudier le comportement d'un matériau solide. Cet essai consiste à soumettre un échantillon de matériau de section et de longueur définie, à une déformation unidirectionnelle, de vitesse constante et à une température donnée. On enregistre la contrainte fonction de la déformation, jusqu'à la rupture, comme indiqué sur la figure 50.



Figure 50 : Essai de traction, paramètres critiques déduits de la courbe contrainte-déformation

La réponse du matériau à l'essai de traction dépend de sa nature (comportement ductile ou fragile, comme nous l'avons défini au chapitre 2). La figure 51 représente la réponse d'un matériau à comportement ductile. On peut déterminer à l'aide de la courbe contrainte-déformation, quatre grandeurs caractéristiques fondamentales :

- Le **Module d'élasticité E** donné par la pente de la partie élastique de la courbe

- La **Limite d'élasticité R_e** qui donne la valeur de la contrainte nominale théorique à partir de laquelle le matériau commence à se déformer plastique
- La **résistance à la traction R_m** qui est définie par la contrainte nominale maximale supportée par l'éprouvette
- La **déformation à la rupture ϵ_r** qui correspond à la déformation plastique nominale à la rupture de l'éprouvette.

Dans le cadre d'une simulation par des éléments finis, les trois premiers paramètres constituent la base comportementale des matériaux impliqués dans la simulation. Les prototypes définis au début de ce chapitre sont fabriqués à partir de matériaux dont le comportement thermomécanique est bien connu. Les composants électroniques, les alliages de brasage, les matériaux d'interconnexion ont été étudiés de manière approfondie. L'innovation de notre approche est basée sur l'utilisation de matériaux originaux en ce qui concerne le substrat et les résines d'enrobage. Nous avons donc procédé à une étude approfondie de ces matériaux par des essais de tractions utilisant la méthode NF T 51-034.

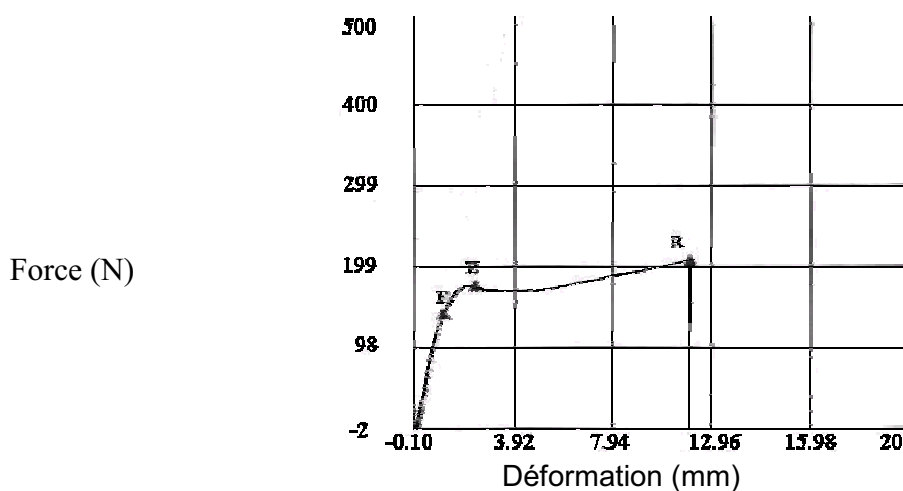


Figure 51 : Essai de traction sur substrat Flex, comportement visco-élastique

Nous avons dans un premier temps procédé à des essais de traction en température sur le polyimide du substrat Flex à la température ambiante. La figure 51 montre la courbe traction-déformation du substrat polyimide pour une température de 25°C.

On constate immédiatement que ce comportement est celui d'un matériau ductile, caractéristique des matériaux polymères [PER]. En effet, la première partie de la courbe, constituant la zone élastique, permet de déterminer un module d'Young équivalent. A partir d'un certain taux de déformation critique, la contraction de la section cesse d'être homogène et devient de plus en plus importante en un seul endroit. On parle alors d'un phénomène de striction. Dès le début du phénomène de striction, la section locale diminue rapidement et la résistance de l'éprouvette diminue également. Le matériau se déforme ensuite de façon plastique, jusqu'à la rupture. Le module d'élasticité, déterminé à partir de la pente de la courbe de traction aux faibles déformations, est en général un module d'élasticité apparent qui dépend de la vitesse de traction et de la température dans le cas des matériaux polymères.

Les matériaux d'encapsulation utilisés dans notre application ont par opposition, un comportement fragile. Ce comportement fragile se traduit par une partie initiale de déformation élastique, suivie d'une déformation plastique sans transition par une phase de striction. Cette déformation se poursuit jusqu'à la rupture.

L'étude que nous avons menée sur trois résines d'encapsulation plastique spécifiques (à haut T_g), a été réalisée à trois températures différentes (75, 125, et 175°C).

Dans le cas de matériaux à haut module d'élasticité, la déformation élastique ne dépasse pas une valeur égale à 0.1% [KUR]. La figure 52 représente l'évolution mesurée de la valeur du module d'Young de la température ambiante, jusqu'à 150°C. Il apparaît que l'encapsulant C a sur l'ensemble de la gamme de température de test, une rigidité supérieure aux deux autres encapsulants. Globalement, on pourrait considérer que l'encapsulant C possède la meilleure tenue comportementale à la température.

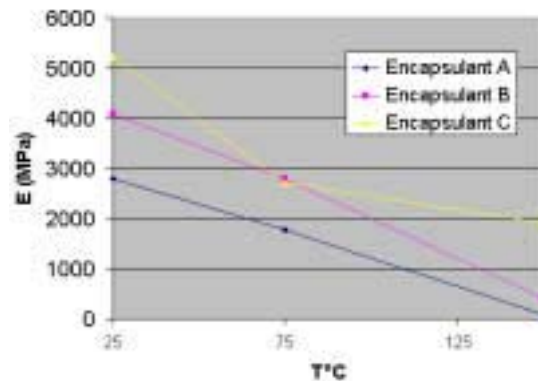


Figure 52 : Module d'Young des différents enrobages, en fonction de la température

L'étude de la limite de rupture de ces trois types de résine, résumé sur la figure 53, nous montre que l'encapsulant C possède une résistance globale à la rupture plus faible, mais une stabilité de la valeur de cette contrainte de rupture globalement meilleure avec la température.

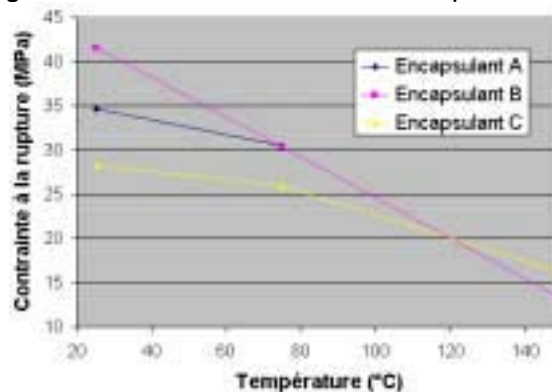


Figure 53 : Contraintes à la rupture sur les différents enrobages

Dans tous les cas, on peut constater que la résistance à la rupture reste relativement faible par rapport aux contraintes directes appliquées par l'environnement de travail de nos outils. Toutefois, les courbes contrainte-déformation obtenues par un essai de traction uniaxiale ne constituent pas une approche réelle de notre application. En effet, si on utilise une compression axiale, les processus de déformations plastique et élastique ne dépendent pas de la direction de mise en charge [KUR]. Les courbes de contraintes déformation en traction et en compression sont donc identiques en valeur absolue si elles sont exprimées en grandeurs réelles (c'est à dire en considérant la valeur réelle de la variation de section de l'échantillon au cours de la déformation pour calculer la valeur de la contrainte). Par contre, l'application d'une contrainte hydrostatique ne peut être appréhendée qu'au travers du module de compressibilité volumique. Nous avons vu au chapitre précédent l'expression [184] permettant d'établir une relation entre le module de compressibilité et le module d'Young du matériau. Cette relation utilise le coefficient de Poisson pour tenir compte des déformations volumiques subies par le matériau au cours des déformations axiales. Les simulations par la méthode des éléments finis utilisant la code Ansys tient compte de ces variations par introduction du module d'Young et de ce coefficient de Poisson. Mais le domaine de validité de ces équations s'arrête au domaine élastique. Nous avons donc procédé à une approche simplifiée consistant à utiliser les paramètres élastiques mesurés au cours des essais de traction, les coefficients de poisson de la littérature, et des jeux de simulations

thermomécaniques linéaires pour comprendre les tendances comportementales de l'assemblage. En perspective de cette étude, il serait intéressant de poursuivre une approche d'étude des matériaux en compressibilité pour comprendre l'effet des cyclages environnementaux, et déterminer les coefficients du modèle de Paris Erdogan (relation [34]), sur la vitesse de propagation de fissures, ou compléter le modèle prédictif de Yokobori [37].

Dans le paragraphe suivant, nous verrons l'estimation des seuils de contrainte critiques liés à la propagation de fissuration, ainsi que les zones de « fragilité » de nos assemblages, au vue des tendances extraites des simulations thermomécaniques.

4.2. Simulation comportementale des assemblages de type I

Une première étude a été effectuée pour les composants passifs. Il était utile de simuler les contraintes induites dans ce type de composant pour comprendre une potentielle dégradation de ces éléments face aux contraintes environnementales HPFT. Nous allons voir dans ce paragraphe que l'impact réel de ces contraintes induit peu de contraintes mécaniques sur cet assemblage, vu la constitution même des prototypes.

4.2.1. Comportement thermomécanique des composants passifs

La structure des ARTM001 comporte des composants passifs, dont la taille et le mode de report peut laisser penser qu'un certain nombre de contraintes résiduelles peuvent, ajoutées aux contraintes de compression, provoquer une fragilisation de certaines zones de l'assemblage. Pour localiser ces zones de fragilisation, nous avons procédé à des simulations thermomécaniques de l'ensemble capacité-joint brasé-substrat, pour comprendre l'impact des contraintes HPFT.

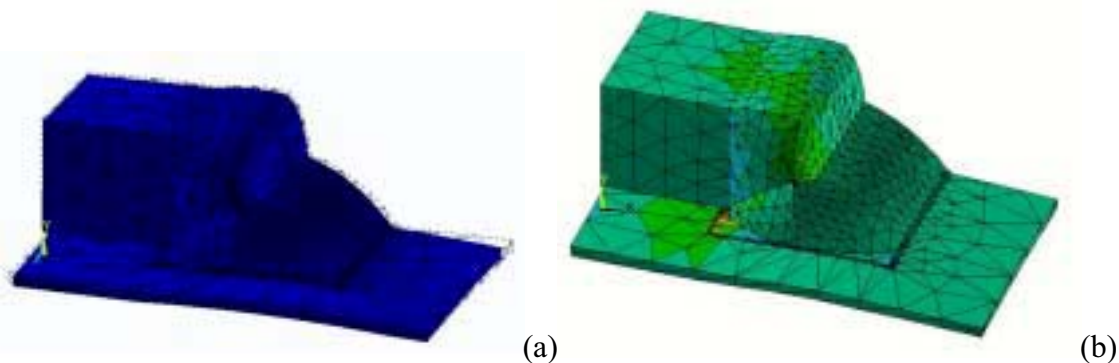


Figure n° 54 : Simulation comportementale d'un condensateur de type 08-05

Les simulations effectuées sont en 3D. La figure 54 (a) présente les maillages utilisés pour un condensateur de type 08-05. La figure 54 (b) montre les résultats de la simulation : Les contraintes se situent au niveau du substrat et de la brasure. Les seuils de contrainte mesurés montrent que les défaillances potentielles associées ont, malgré tout, peu de chance de se produire. Le module des contraintes induisant les déformations restent inférieures aux seuils critiques définis dans le paragraphe précédent. Lors de la mise en application de la contrainte de température, on constate une diminution de ces seuils par rapport aux valeurs notées par simple application de la contrainte de compression. Mais dans tout les cas de figure, les zones de fragilisation localisées par simulations ne correspondent pas à des zones pour lesquelles nous avons pu constater des défaillances expérimentales.

Sachant que les seuils de contraintes de ce type d'assemblage sont directement dépendantes des dimensions géométriques du composant [PER], nous avons procédé à une évaluation comportementale d'un condensateur de type 22-20.

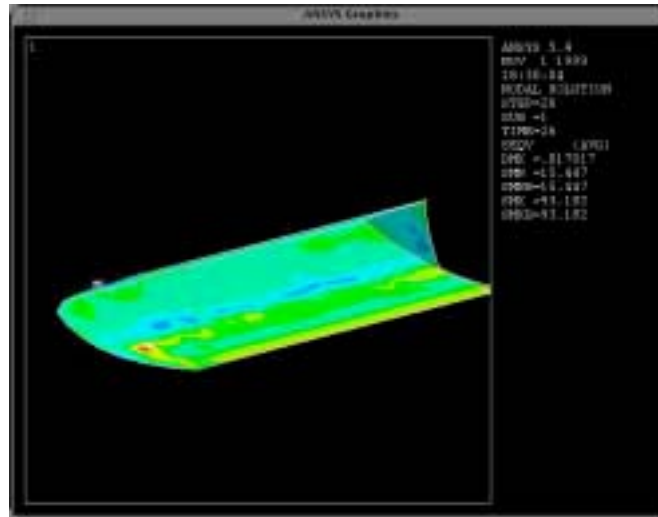


Figure n° 55 : Simulation comportementale d'un condensateur de type 22-20, contraintes sur le joint brasé

La figure 55 présente un résultat sur la simulation d'un joint de brasure. Comme nous l'avons dit précédemment, les dimensions du condensateur conditionnent les contraintes sur l'assemblage. Les contraintes maximales sont localisées à l'interface entre le joint, et la plage de report. Le premier effet constaté est une apparition de contrainte liée au report après refroidissement. La température a pour effet une dilatation homogène de l'assemblage, et une diminution locale de contraintes sur le joint brasé. Lors de la mise sous contrainte de compression isostatique, le deuxième effet constaté est qu'il n'y a pas de modification de la localisation des zones critiques, et la pression diminue localement la valeur des contraintes au sens de Von Mises.

Le type de défaillance expérimentale associé à une dégradation du joint brasé est celle que nous avons vu dans le cas des cyclages combinés pression/température. Ce mode de défaillance sort du cadre de notre étude, et nécessite une approche fine de la dégradation propre de la brasure (caractérisation thermomécanique des phases et joints de grains), ainsi qu'une étude de la cinétique d'apparition des grains de brasure « émiettés » par les variations de pression cycliques.

4.2.2. Comportement thermomécanique des composants actifs sur ARTM001

Les composants actifs sur ARTM001 sont des puces reportées par brasage sur substrat flex. Dans le cas de joints de brasage Puce/plages de report parfaitement homogènes, les contraintes de compression isostatique induisent des contraintes homogènes sur l'ensemble de la puce. Le risque de perte d'intégrité de la puce apparaît si le joint brasé est dégradé. Les seuils de contraintes au sens de Von Mises font alors apparaître des gradients de contrainte amenant un risque de clivage ou de rupture de la puce. Ce cas de figure n'a malgré tout pas été observé du point de vue expérimental.

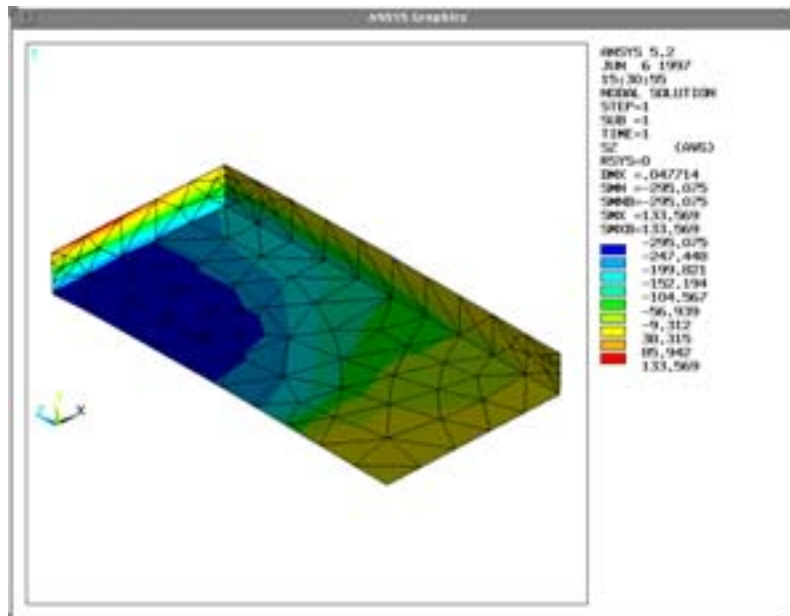


Figure n° 56 : Contraintes sur le silicium

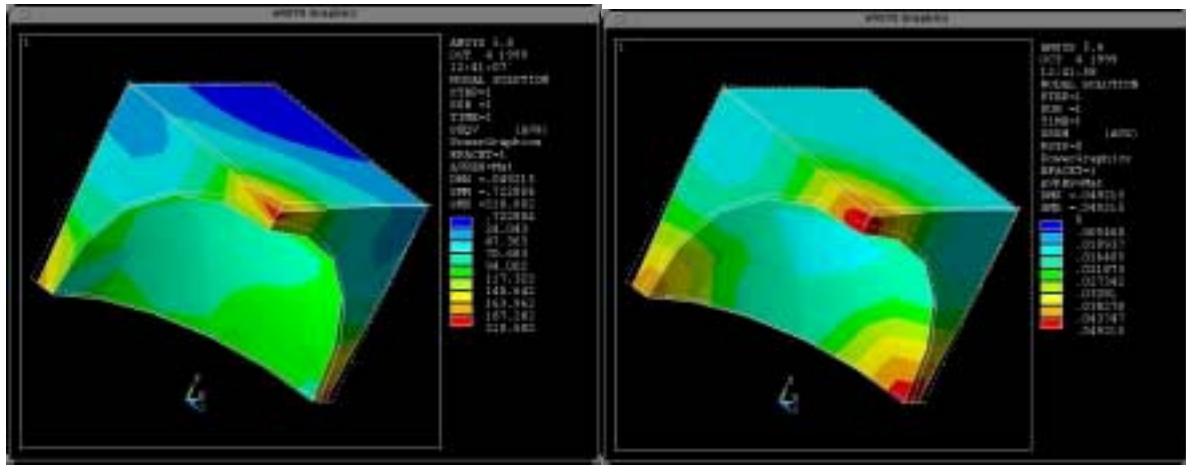
Nous pouvons voir sur la figure 56, l'effet de compression appliqué sur un Chip on Board dont le joint n'était pas homogène et possédait une bulle de forme elliptique à la verticale du centre de la puce. Les gradients de contrainte sont extrêmement importants, mais les modèles comportementaux de la brasure que nous avons utilisés (comportement linéaire) ne tiennent pas compte de la ductilité propre de la brasure et de la ductilité du substrat. Nous pouvons donc supposer (sachant que nous n'avons pas pu constater expérimentalement de rupture de puces dans le cas des ARTM001) que le modèle utilisé est insuffisant pour appréhender le comportement réel de cette option d'assemblage. Une étude complémentaire de cette option d'assemblage peut-être envisagée comme perspective pour confirmer la robustesse constatée de cette technologie.

4.3. Simulation comportementale des assemblages de type ARTM002 ou encapsulation Option II

Comme nous l'avons vu précédemment, les ARTM002 ou l'option II d'encapsulation sont basés sur l'utilisation d'une résine d'encapsulation standard ou à comportement spécifique sous contrainte de haute température. Dans les paragraphes suivants, nous étudierons des modèles géométriques concordant avec les éléments sur lesquels nous avons pu constater des dégradation d'assemblages de type thermomécanique (dégradations de type D).

4.3.1. Cas d'une cavité dans une résine d'encapsulation

Le premier modèle utilisé correspond à la dégradation constatée sur la première génération d'ARTM002 et plus particulièrement sur le boîtier des interrupteurs MOS ADG513. Pour comprendre l'effondrement de la cavité du boîtier, nous avons utilisé une structure cubique possédant en son centre une cavité sphérique. Pour des raisons de symétrie, nous avons défini ce volume sous forme d'un huitième de structure centré sur le centre de symétrie de l'ensemble.



(a)

(b)

Figure n° 57 : Simulation thermomécanique d'une cavité dans une résine d'encapsulation

L'application de la contrainte de compression se fait sur les faces externes du cube. Les propriétés des matériaux sont celles explicitées dans le paragraphe 4.1.

La Figure n° 57 (a) nous montre, sous condition de l'application d'une contrainte de compression d'une valeur de 1200 bars, les contraintes résultantes au sens de Von Mises sur la cavité. La Figure n° 57 (b) représente les déplacements associés à l'application de ces contraintes. Les simulations ont été effectuées à la fois en contraintes simples d'application de pression, mais aussi en contraintes combinées pression température.

En étudiant la valeur des contraintes le long des axes principaux de la structure (dont nous avons donné la définition au chapitre 3), et en procédant par évaluation de la contrainte tangentielle le long de la surface interne de la cavité, il apparaît que les seuils pouvant faire apparaître une fissuration, sont maximaux à l'intérieur de la sphère, et non pas sur les faces externes du cube. Nous pouvons constater sur la Figure n° 57, que les contraintes peuvent se réduire par conditions de symétries, à la représentation suivante :

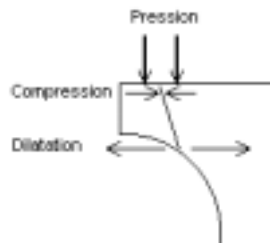


Figure n° 58 : Répartition des contraintes équivalentes sur la structure d'une cavité

Cette répartition des contraintes, calculée dans le cas des trois types d'encapsulant étudiés dans le paragraphe 4.1 est identique, et montre des seuils supérieurs d'un facteur 4 des contraintes internes par rapport à la compression mesurée dans le cas des contraintes externes. Nous pouvons donc en conclure que la tendance de propagation de la fissuration est de l'intérieur vers l'extérieur de la cavité. En deuxième lieu, le coefficient d'intensité de contrainte critique défini par la relation [33] chapitre 2 calculé pour les trois encapsulants permet de définir la contrainte critique associée (relation [30]), et permet de vérifier que dans tous les cas, la contrainte appliquée à l'initiation de la rupture (contrainte surfacique à l'intérieur de la cavité), est supérieure à σ_c . Nous avons donc démontré que la rupture intervient dès la première mise en pression du composant, et ce avec une direction de propagation de l'intérieur vers l'extérieur de la structure, dans le cas de la géométrie que nous avons définie plus haut, et dont les dimensions correspondent à nos assemblages.

Le défaut de type cavité, et ce quel que soit le type d'assemblage contenant une résine d'encapsulation, est rédhibitoire pour assurer l'intégrité du composant sous application d'une contrainte de compression, dans la gamme des pressions de travail de nos outils. Ce défaut peut conduire soit à une dégradation intrinsèque des propriétés de la structure, soit à amener, à terme, des espèces corrosives au contact des pistes de conduction électrique. Il est donc nécessaire de prendre un soin particulier dans le choix et la qualification des composants moulés, voir dans les procédés de moulage des circuits encapsulés, comme nous allons le voir dans le paragraphe suivant.

4.3.2. Effet des contraintes combinées pression/température sur les composants CMS

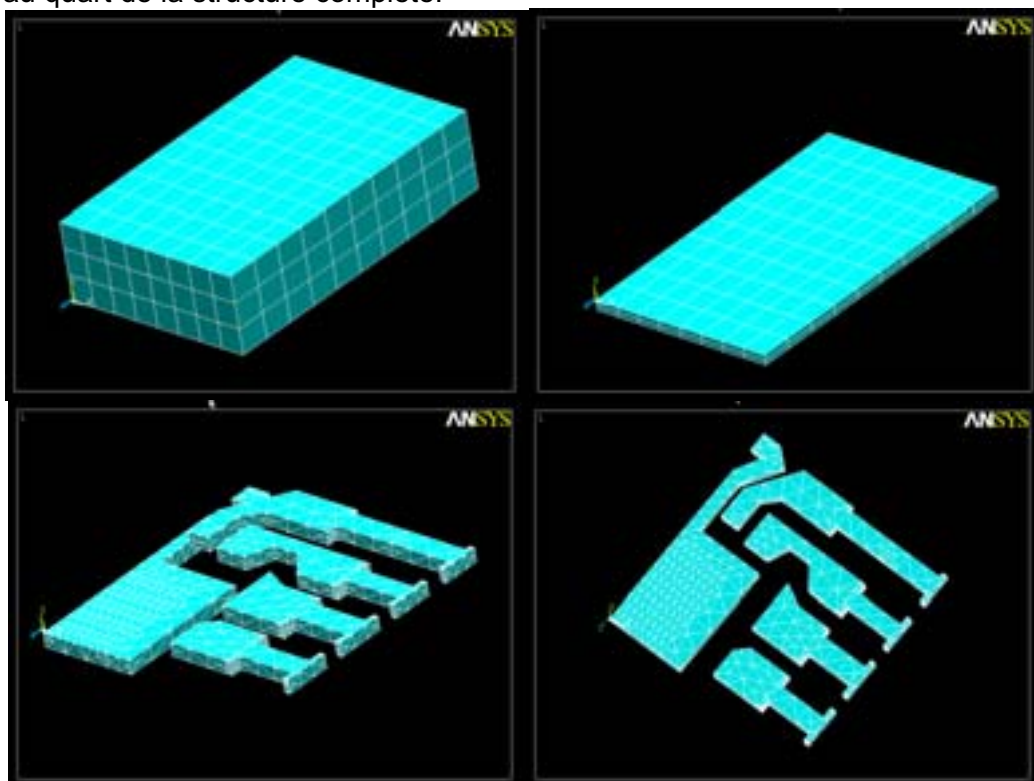
Le but de cette approche est de déterminer l'impact de défauts d'assemblage sur les contraintes thermomécaniques induites sur le silicium par des contraintes environnementales de pression et température de 1400 bars, et 175°C.

Le boîtier modélisé dans un premier temps sous une forme simplifiée, est étudié en simulation de type linéaire en zone élastique, les caractéristiques des matériaux impliqués dans l'assemblage restant à déterminer pour obtenir une approche de type "accumulation de contraintes plastiques", ou comportement de l'assemblage dans le temps (fluage matériaux)

Ont été modélisés trois défauts :

- Cavité dans le joint puce/colle à la verticale du centre de la puce
- Décollement puce/colle sur la partie périphérique de la puce
- Délamination Lead-frame/résine d'enrobage

L'étude étant comparative, le modèle de base reproduit le composant sous sa forme originale sans défaut, en considérant les 4 matériaux le constituant . Par raison de symétrie, la structure simulée correspond au quart de la structure complète:



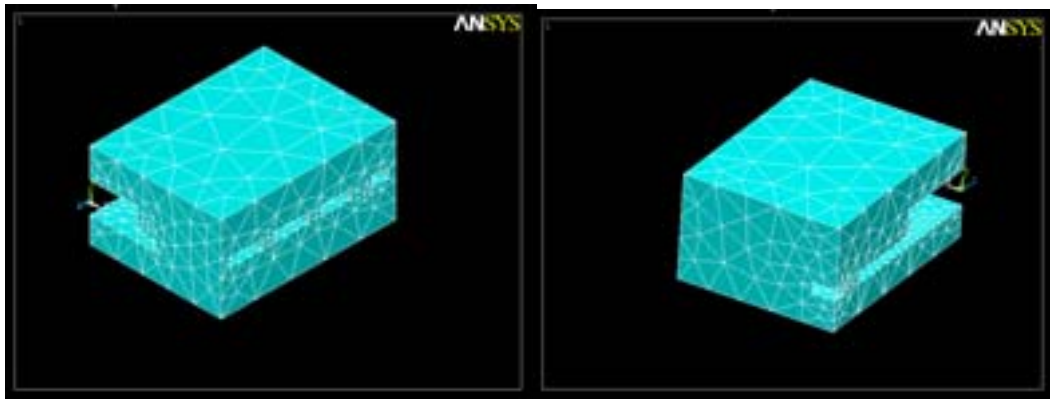


Figure n° 59 : Géométrie du composant ADG513

Les conditions de mises en pression sont simulées par application de contraintes surfaciques externes à l'ensemble du modèle; comme représenté sur le schéma suivant :

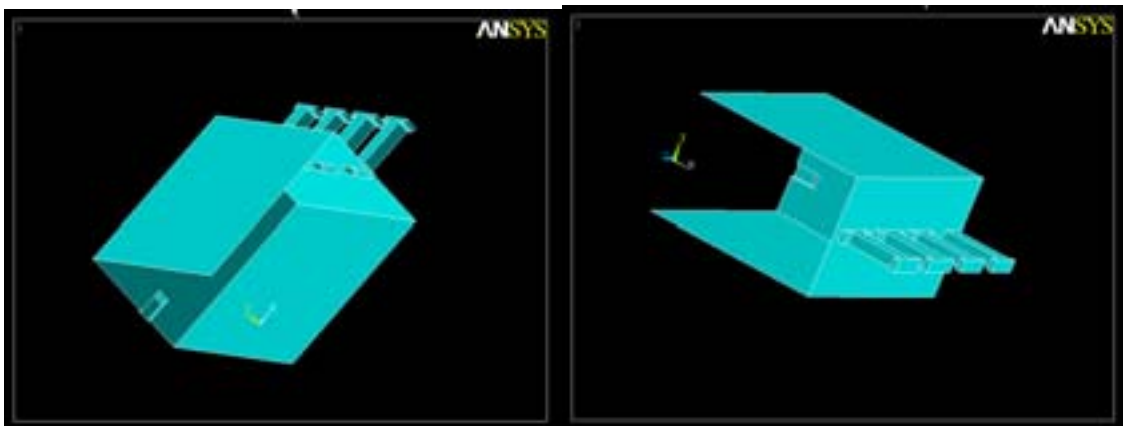


Figure n° 60 : Surface d'application de la contrainte de pression

La définition des modèles utilisés dans notre étude peut être détaillée comme suit :

Le modèle de base servant de référence est un Boîtier standard, sans défauts, décrit précédemment. Les deux premiers modèles étudiés comportent un défaut volumique de forme elliptique dans le joint entre la puce et le lead-frame (figure 61). Le premier est basé sur un décollage de la partie périphérique du joint puce/Lead frame. Le second possède une bulle emprisonnée entre la puce et le lead frame. Le schéma suivant montre le décollement de la périphérie du joint, le long d'un profil elliptique. Le joint de colle est représenté comme suit :

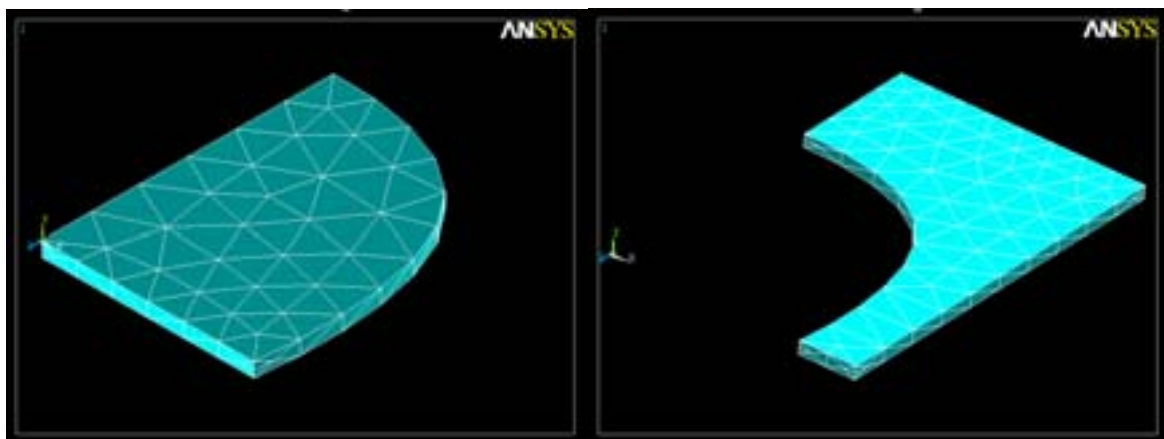


Figure n° 61 : Structure du joint Puce/Lead Frame

La colle est constituée par la partie elliptique représentée sur l'image de gauche, et la délamination par l'image de droite. L'assemblage des deux volumes correspond au joint total sous la puce. L'épaisseur

de décollement est de 68 μm . Cette valeur, bien qu'importante, reste dans un premier temps la plus simple à modéliser.

Le modèle comportant une cavité est basé sur la même géométrie que celle de la figure 61 . Il représente un défaut de fabrication, souvent rencontré dans le cas de technologies de report de puces dont le procédé d'assemblage est mal maîtrisé. Il peut s'agir soit du piégeage d'une bulle d'air au cours du processus de refusion de la pâte à braser, ou d'un piégeage de solvant de la colle de report dû à un mauvais profil de cuisson. Le principe de ce modèle est géométriquement le même que dans le cas du décollement, à l'exception du fait que le matériau pour le volume de gauche est inversé (air au lieu de colle) et pour le volume de droite (colle au lieu de l'air).

Le modèle comportant une délamination est identique au modèle de base, avec en plus un volume de 10 μm d'épaisseur, à la verticale du lead frame (sous la plage de report de la puce), et situé au niveau de la jonction entre la partie inférieure du lead et de la résine d'encapsulation (conformément aux observations au Microscope électronique à balayage). Ce volume simule donc une délamination entre le Lead-frame et la résine d'encapsulation.

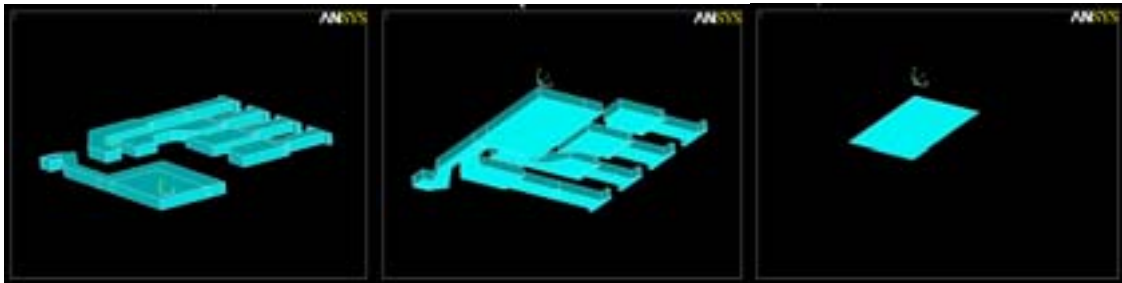


Figure n° 62 : Structure du Lead Frame

Au cours d'une simulation de type linéaire, les caractéristiques matériaux utilisées sont les suivantes : module d'Young, coefficient de dilatation thermique, coefficient de poisson. Nous avons pour ces modèles, utilisé les caractéristiques suivantes issues de la littérature:

	Module d'Young (E en Gpa)	Coefficient de poisson	Coefficient de dilatation thermique (CTE en ppm)
Silicium	150	0.278	3.2
Colle	3.1	0.3	28
Cuivre	125	0.343	17
Encapsulant	6.5	0.278	30

Tableau 7 : Caractéristique des matériaux employés dans la simulation

Les résultats sont d'ordre comparatif. En effet, les différentes simulations sont comparées au modèle de référence, pour lequel déformations et contraintes serviront de références.

Le point critique de cet assemblage étant le silicium, le volume étudié sera la puce, et plus particulièrement les contraintes le long des axes principaux (X, Y, Z), ainsi que celles existant dans un système de Von Mises. On portera une attention particulière dans le plan de la face active du composant et dans le plan perpendiculaire à la face active; correspondant au plan de coupe des micro - sections étudiées en microscopie électronique.

La première simulation sert de référence, nous n'avons considéré que les contraintes de température sur l'assemblage. Nous pouvons à l'aide de ces résultats, fixer l'impact de la contrainte de pression sur un boîtier OP470 original.

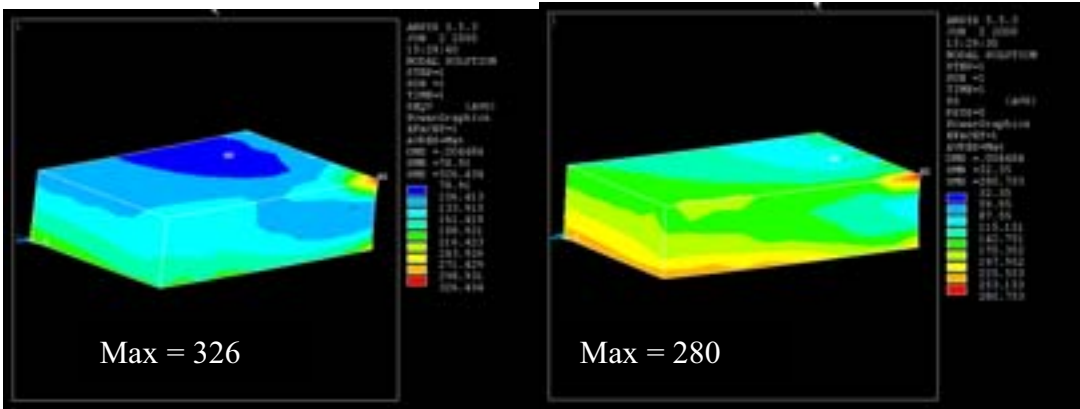


Figure n° 63 : Contraintes sur le silicium

La contrainte au sens Von mises nous montre une localisation du maximum de contrainte au niveau de la face active du composant, sur la diagonale de la puce.

Ce maximum de contraintes est généré par le différentiel de dilatation puce/encapsulant. Une lecture des contraintes le long des axes principaux nous montre que ces dernières sont principalement des contraintes de traction sur le silicium, pour lesquelles sur chaque axe, le maximum se situe à l'extrémité de la face active.

Par comparaison, les images suivantes représentent les contraintes au sens de Von Mises, sur le Silicium pour le modèle soumis à une contrainte de pression de 1400 bars en plus des 175°C de température. L'aspect incurvé du modèle est amplifié pour la visualisation. En effet, le déplacement maximum noté sur ce modèle, est de 5.1µm pour le point subissant la contrainte Von Mises maximale.

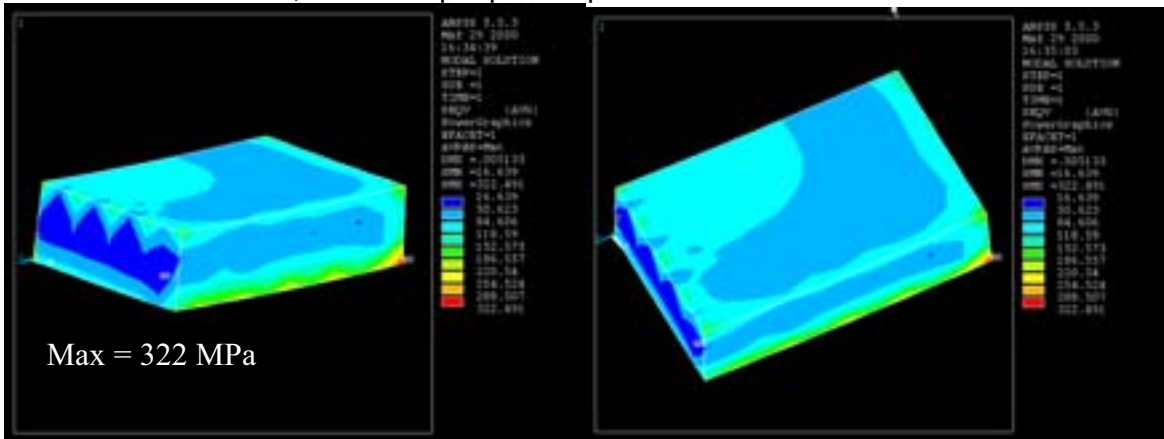


Figure n° 64 : Déplacements du silicium

La contrainte au sens de Von Mises est maximale sur la face inférieure de la puce, à l'extrémité de cette dernière. La lecture des contraintes de Von Mises nous renseigne sur la norme combinée des contraintes axiales, mais ne nous donne pas d'indication sur le sens de cette contrainte. Il est donc nécessaire, pour une interprétation optimale, de considérer les contraintes axiales, ainsi que leur sens. Nous pouvons voir sur les images suivantes, que la norme de la contrainte maximale le long de l'axe des Y correspond bien à la localisation de la contrainte Von Mises maximale (point extrême de la puce à la liaison puce-colle), et le signe négatif de la contrainte indique qu'il s'agit d'une compression du volume :

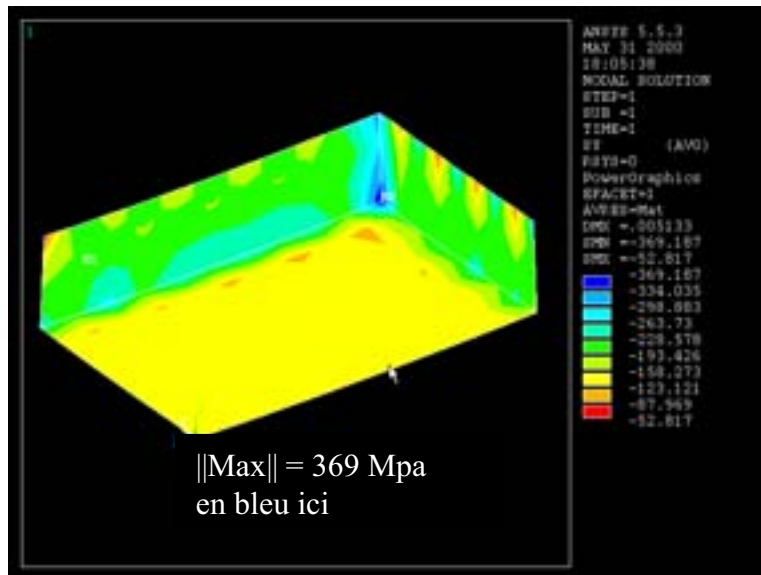


Figure n° 65 : Contraintes sur le silicium

Le gradient de contrainte indique que le silicium est naturellement comprimé dans le sens de la diagonale de la puce, avec une direction préférentielle vers le centre de cette dernière.

Par comparaison avec la simulation ne faisant intervenir que la contrainte de température, la localisation du maximum de Von Mises est différente même si la norme reste dans les mêmes ordre de grandeur. De plus, le sens des contraintes est inversé sur les axes principaux, puisqu'il s'agit principalement de contraintes de compression

Un décollement sur la périphérie du joint se traduit, sous contrainte combinée de température et de pression, par une localisation des contraintes au sens de Von Mises (global) identique au modèle OP470Norm, mais augmentées d'un facteur 4 environ. La déformation équivalente de la puce, restant faible ($4.4 \mu\text{m}$) pour le point subissant la contrainte maximum.

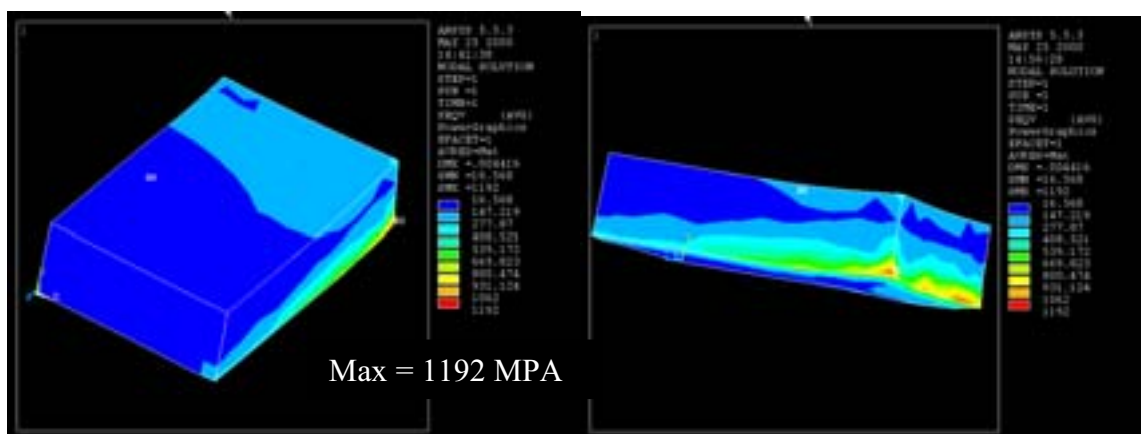


Figure n° 66 : Contraintes sur le silicium

La lectures des contraintes sur l'axe permet de comprendre la déformation équivalente, ainsi que le gradient de contrainte pouvant mener au clivage du silicium :

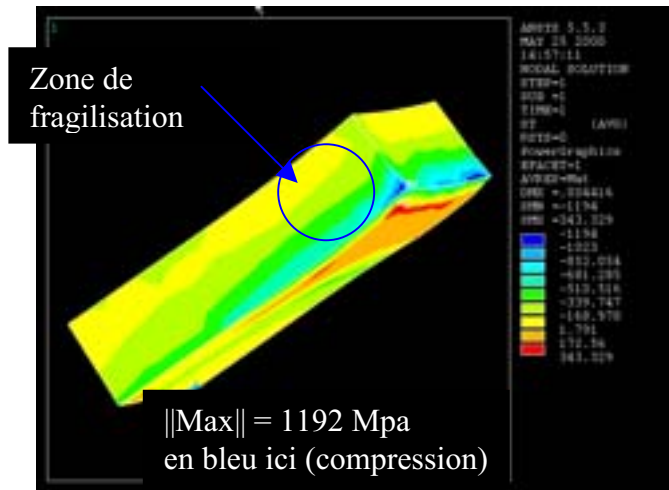
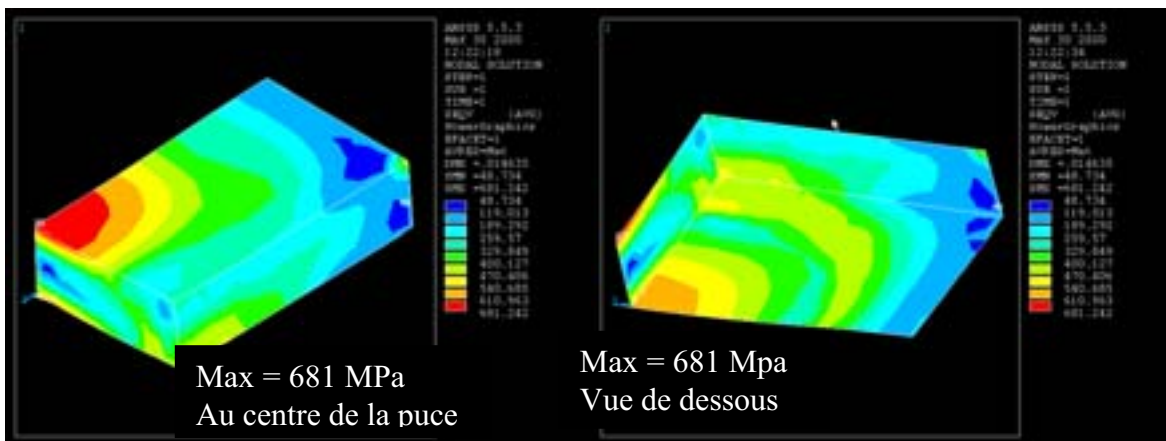


Figure n° 67 : Contraintes sur le silicium

La contrainte lue sur l'axe Y perpendiculaire à la face active montre un très fort gradient de contrainte à l'extérieur du joint intact, au niveau de l'interface puce/Lead frame. En effet, l'extrémité de la puce subit une contrainte de compression, alors que le premier tiers de la puce, en se rapprochant du centre du modèle, subit une très forte contrainte de traction.

On peut déduire de ce modèle, que la fracturation du silicium, si elle est lié au gradient de contrainte exercé sur la puce par les matériaux voisins de cette dernière, interviendra non pas au centre de la puce, mais plutôt sur sa partie périphérique. Cette affirmation reste à pondérer par la forme et l'épaisseur du décollement sous la puce.

De la même manière, nous pouvons considérer le modèle faisant intervenir une bulle de forme elliptique, piégée sous la puce (le joint de colle restant intact sur la périphérie de la puce).



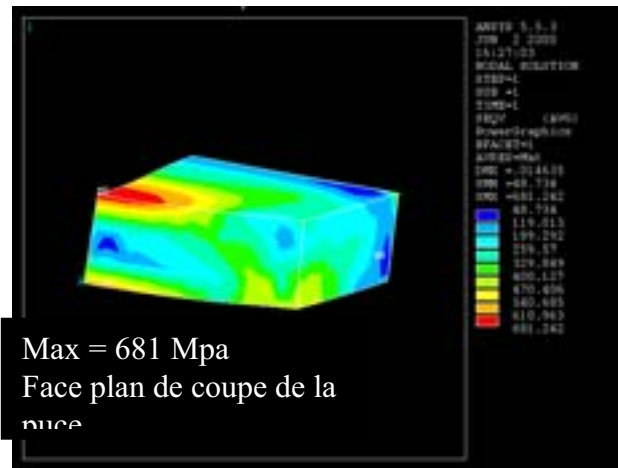


Figure n° 68 : Contraintes sur le silicium

Nous voyons ici, qu les contraintes au sens de Von Mises, sont maximum au centre de la puce, et plus particulièrement au niveau de sa face active. L'ordre de grandeur de ces contraintes maximales est toutefois moins important que dans le cas du défaut précédent (/2), puisque par rapport au modèle intègre nous n'avons une augmentation que d'un facteur 2. La lecture des contraintes axiales selon Y est donnée ci-dessous :

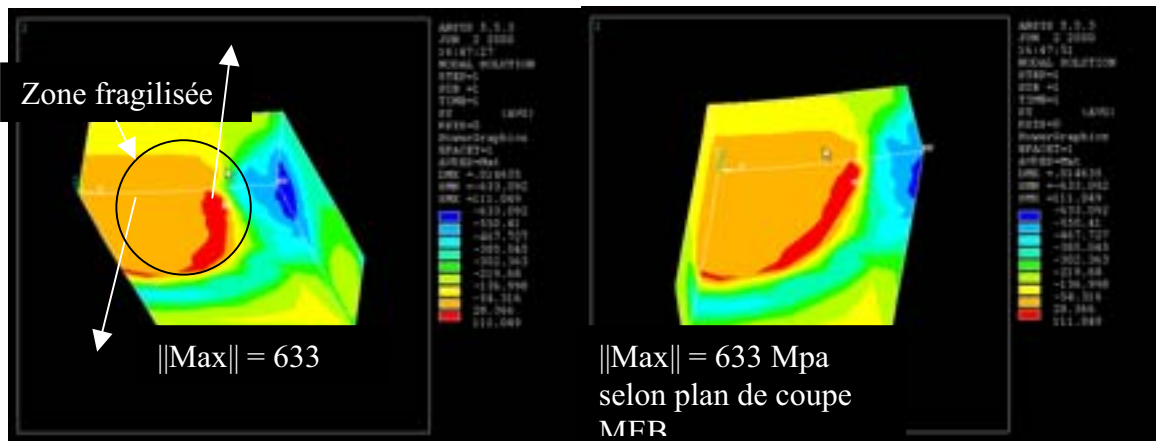


Figure n° 69 : Contraintes sur le silicium

La puce subit de fortes contraintes de compression le long de l'axe Y, à la périphérie de la puce, et d'importants efforts de traction au voisinage de la partie centrale du joint de colle. Cette constatation sous entend une fragilisation des zones voisines de la partie intacte de la colle, plus que de la partie centrale de la puce.

Ce type de défaut ne semble pas convenir aux observations constatées sur les micro - sections. On peut constater le fait que le fort gradient de contrainte semble très dépendant de la forme du joint de colle intact.

Le modèle le plus représentatif des observations par microsection comporte une délamination comprise entre le lead - frame et la résine d'encapsulation. L'épaisseur de cette délamination a été fixée dans le modèle à 10µm.

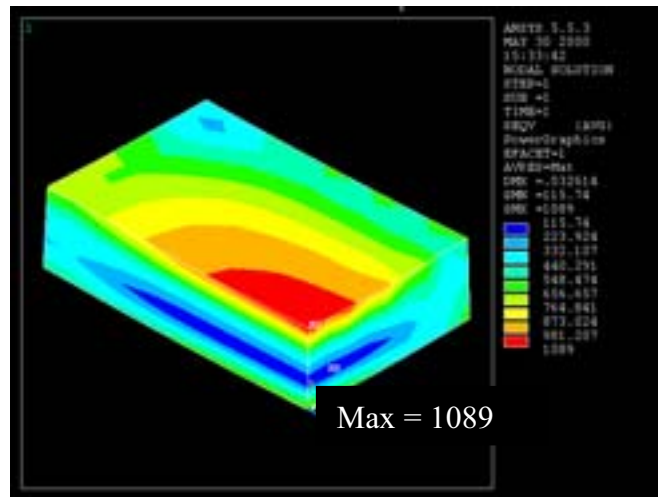


Figure n° 70 : Contraintes sur le silicium

Le seuil de contraintes maximales au sens de Von Mises, se situe dans les mêmes ordres de grandeurs (1192 MPa contre 1089 MPa), pour cette délamination, que celles obtenues pour un décollement de la puce du lead frame. On remarque par contre, que le gradient de contraintes est parfaitement centré sur l'axe de symétrie du modèle, c'est à dire au centre de la puce.

Les valeurs de traction et de compression axiales, sur ce modèle, ont leurs valeurs maximales non plus le long de l'axe des Y (perpendiculairement à la face active), mais le long des axes X et Z, c'est à dire dans le plan de la face active du composant. La répartition de ces contraintes axiales est peu différente en X et en Z, c'est pourquoi nous présentons ici les contraintes sur l'axe Z :

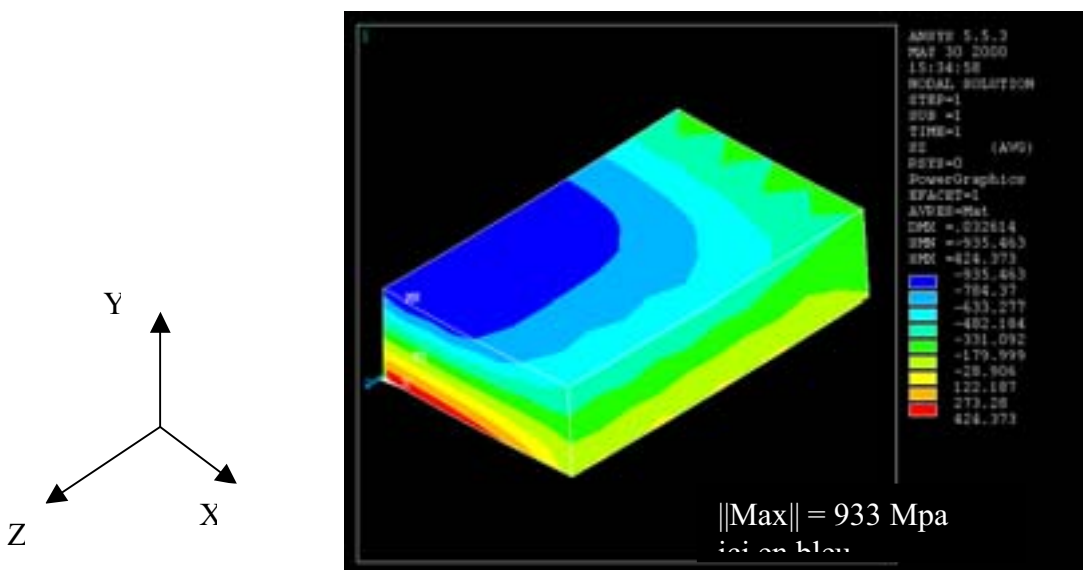


Figure n° 71 : Contraintes sur le silicium

Nous pouvons voir sur la face inférieure de la puce, que la contrainte au centre de cette dernière est une contrainte de traction, ce qui sous entend une tendance à écartier les nœuds du maillage du volume correspondant au silicium. A l'inverse, les nœuds du maillage de la face supérieure de la puce sont soumis à une contrainte de compression. La combinaison de ces contraintes tend à fléchir le silicium à la verticale du centre de la face active. Le résultat, est un gradient de contrainte provoquant l'apparition d'une fissuration sous la puce, et se propageant probablement en direction de la face active.

Ces constatations, rejoignent le constat établi par les mesures en microscopie acoustique, ainsi que les analyses au microscope électronique à balayage, les micro - sections analysées par cette méthode,

ayant révélées une fissuration naissant à la base de la puce, et ce propageant en vers le haut en direction de la face active.

4.4. Evolution de l'assemblage, perspectives

L'ensemble de ces travaux nous a conduit à l'élaboration d'un produit final mis en production en petite serie, et fonctionnant dans des outils réels de prospection pétrolière. Ces outils, nommés HRLS001, sont du point de vue technologique, identiques aux technologies d'assemblage ARTM001 et ARTM002. La complexité du circuit est plus importante, mais le circuit de base reste le même. La différence principale réside dans le fait que le nombre de voies de mesure a été multiplié par deux, mais les caractéristiques de chaque voie restent identiques au circuit décrit au paragraphe 1.2.2. Nous pouvons voir sur la figure 72 que d'un point de vue purement structurel, que les HRLS001 et 2 sont identiques à leur homologue en version deux voies d'entrée.



Figure n° 72 : Structure du circuit final (HRLS001)

Il apparaît que la robustesse de ces technologies d'assemblage est telle, qu'il ne nous est pas actuellement possible d'établir des données de fiabilités associée à ce mode d'assemblage, dans la mesure où nous n'avons pas à ce jour, reçu de rapport concernant des retours de terrain. Nous pouvons donc en conclure en première approche, que les technologies d'assemblage mises en place conviennent aux environnements de type HPFT.

5. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de dresser l'état de l'art des options technologiques disponibles à l'heure actuelle et ainsi d'envisager les solutions de packaging utilisables dans la réalisation de nos prototypes. Nous avons pu ainsi définir les technologies de type MCM-L comme étant la solution idéale au remplacement des interconnexions de niveau 1 du point de vue de la réduction de l'encombrement, de la simplicité de mise en œuvre, ainsi que du point de vue du rendement de fabrication.

L'utilisation d'une technologie d'assemblage MCM-L adaptée aux environnements de type Hautes Températures Fortes Pression, nécessite toutefois une approche particulière des matériaux impliqués dans la conception de nos prototypes. Nous avons donc défini les propriétés critiques de ces matériaux dont il a fallu tenir compte pour le choix de nos options d'assemblages. Le cahier des charges du produit tenant compte de l'impératif de coût d'un produit HTFP, il fut nécessaire d'envisager le gain financier amené par le remplacement des technologies d'assemblages classiques, vis à vis des

options d'encapsulation classiquement utilisées actuellement en prospection pétrolière. Nous avons donc dégagé l'intérêt économique d'une solution MCM pour environnement sévère.

Nous avons ensuite défini des standards de qualification de nos produits, en comparant notre approche environnementale, aux normes de qualification utilisées couramment dans l'industrie. Ceci nous a amené au montage complet d'un banc de test et de qualification sous contraintes combinées de pression et de température. Ce banc de test permettant à la fois l'étude comportementale des différents éléments constitutifs d'une fonction électronique HTFP en phase de vieillissement, mais aussi la qualification d'un système complexe face aux normes établies précédemment. Ce banc, mis au point au laboratoire, a fait l'objet d'un transfert vers une société de sous traitance du produit final, produit issu des tests de qualification technologiques décrits dans ce rapport.

Nous avons dégagé quatre options technologiques d'une même fonction électronique (Amplificateur différentiel d'instrumentation), pour lesquels nous avons réalisé plusieurs générations de prototypes. L'immunité comportementale de la fonction complète face aux contraintes combinées de pression et de température a été mise en évidence, et nous avons dégagé les options d'assemblages les plus robustes du point de vue fiabilité.

Nous avons, au cours des tests, mis en évidence les règles de dégradations spécifiques aux options de fabrication, ainsi que les dégradations inhérentes à l'application de contraintes en palier constant, et les dégradations dues à l'application de contraintes cyclées, représentatives des contraintes de travail réelles d'un outil destiné à la prospection pétrolière.

Nous avons, suite au constats expérimentaux, essayé d'extraire les points forts et les points faibles des options technologiques retenus par une approche en simulation thermomécanique (méthode des éléments finis). Cette étude non exhaustive nous a permis dans la plupart des options technologiques retenues pour nos assemblages, d'extraire des potentiels de fragilité et des points critiques sur l'intégrité des différents composants impliqués dans la structure des prototypes.

L'ensemble des conclusions des paragraphes précédents, nous ont permis de concevoir, réaliser et livrer un produit final, qui après mise en condition de travail réel, s'avère être un outil performant pour la réalisation de diagraphie électrique en prospection pétrolière sous condition HPFT.

Conclusion Générale

L'étude non-exhaustive que nous avons menée sur les comportements mécanique, thermomécanique, électronique, électrochimique des assemblages soumis à des contraintes de type HPFT, nous a permis de dresser un état des lieux des options technologiques susceptibles d'être impliquées dans la conception et la réalisation de prototype pour environnements soumis spécifiquement à une contrainte de compression.

La notion d'environnement sévère au sens haute pression, forte température que nous avons défini, implique une approche nouvelle et originale de l'assemblage des circuits et fonctions électronique. Cet environnement que nous avons appelé HPFT soumet principalement des circuits de type « fonction électronique de mesure » à des modes de dégradation particuliers, que nous avons listés, puis vérifiés expérimentalement.

Ces environnements que nous avons définis dans le chapitre 1, permettent d'envisager une technologie d'assemblage fiable et robuste dans différents domaines d'application. Ces domaines sont principalement la prospection pétrolière, la géophysique, l'océanographie, l'automobile. Les systèmes électroniques de mesures étaient jusqu'à il y a peu, principalement développés pour des applications en géophysique et en recherche pétrolière. Il apparaît un besoin de plus en plus évident pour l'étude de la géologie des fonds sous-marins, et la sécurité des installations sous-marines. Dans le domaine de l'automobile, l'électronique haute température actuellement développée au niveau des moteurs dans les laboratoires de R&D des motoristes va déboucher vers une mise en application sur des débit-mètres intégrés dans les circuits d'injection de carburant (pression 1000 bar). Nous avons, dans les différents domaines d'application précités, mis en évidence des besoins spécifiques de circuits et assemblages nécessitent une tenue aux conditions environnementales sévères, ainsi que les modes de dégradations potentiels et leurs impacts sur la fonction électronique impliquée. Il apparaît dès le premier chapitre, qu'une technologie de type MCM semble être appropriée, pour des raisons de robustesse, mais aussi pour des raisons de coût, comme une alternative évidente aux environnements HPFT. Nous avons dressé un état de l'art des options technologiques disponible actuellement, et nous avons pu envisager les solutions de Packaging les plus adaptées à nos contraintes environnementales. La définition d'une technologie de type MCM-L pour le remplacement du niveau d'interconnexion de niveau I, à la fois pour des raisons de coût, mais aussi pour son rendement de fabrication, sa simplicité de mise en œuvre, ainsi que pour le comportement des matériaux impliqués dans ce type d'assemblages, a été établie. Une approche spécifique aux contraintes environnementales a toutefois été mise en évidence, pour assurer la pérennité du circuit dans le temps, et sous contraintes fonctionnelles.

Dans le chapitre 2, nous avons abordé les points critiques pour la réalisation des circuits. Une approche fiabiliste de type physique de la défaillance a justifié le besoin de définir et d'analyser les modes de défaillance liés aux environnements HPFT, et ce principalement à cause du faible nombre de prototypes que nous pouvions réaliser. Ce petit nombre de prototype empêchant de valider du point de vue statistique d'éventuelles données de fiabilité.

Nous avons donc dressé dans ce chapitre, une classification aussi exhaustive que possible des modes de dégradation, ainsi que les modèles analytiques associés à l'évolution de ces dégradations dans le temps, et en température, Le but de notre étude étant d'y rajouter le paramètre de pression comme facteur complémentaire d'évolution de la dégradation, tant physique que comportementale. Nous avons de la même manière, envisagé les variations comportementales induites par l'application d'une contrainte de température sur les composants passifs et actifs, de manière à savoir évaluer la part de variations comportementales dues à l'une ou l'autre des conditions environnementales extrêmes de nos applications.

Le choix des matériaux destinés à la fabrication de nos prototypes s'est fait sur la base des problèmes comportementaux énoncés précédemment. Nous avons pu, connaissant les problèmes dus aux

contraintes de forte température, établir un panel de matériaux moins sensibles aux fortes variations de température, et donc constituant des candidats sérieux pour la réalisation de nos prototypes, à tous les niveaux d'interconnexions.

Nous avons ensuite conçu et réalisé un banc de test HPFT, permettant de restituer l'environnement de travail de nos outils. Ce banc est constitué d'une partie environnementale, permettant de satisfaire aux exigences des procédures de qualification, c'est à dire établir des cyclages, en pression, en température et dans le temps, avec des amplitudes variant de 25 à 175°C en température, de 1 à 150 MPa, en pression, et sur cycles temporels de 24 heures. La deuxième composante principale de ce banc est le système de mesure et de caractérisation, permettant des analyses de types statiques ou dynamique (basses fréquences), sur des composants passifs, des composants actifs, des fonctions élémentaires, ainsi que sur la fonction complète de nos prototypes. Ce banc nous a permis d'effectuer à la fois une validation fonctionnelle de nos prototypes, mais aussi une étude des composants élémentaires, dont nous avons établi une caractérisation comportementale aussi complète que possible, au cours du chapitre 3. Ce banc, mis au point au laboratoire, à fait l'objet d'un transfert vers une société de sous traîance du produit final, produit issu des tests de qualification technologiques décrits dans ce rapport.

Le troisième chapitre nous a conduit à établir des modèles comportementaux des différents composants électroniques de base, pour comprendre quel est l'impact réel de l'application d'une contrainte de compression isostatique sur les propriétés électroniques de ces composants. Nous avons établi des modèles analytiques comportementaux en pression/température pour le silicium intrinsèque, et le silicium dopé. En tenant compte des connaissances actuelles sur le comportement du silicium soumis à des contraintes mécaniques, nous avons établi un modèle de variation des propriétés de conduction sous contrainte de compression isostatique. Ce modèles a été vérifiés par une caractérisations expérimentales de fonctions élémentaires (Résistances, Jonctions PN). Nous avons ainsi pu appréhender la base du comportement électrique des composants actifs sous contrainte de compression. De la même manière, nous avons procédé à une modélisation en pression et température, des composants passifs impliqués dans nos prototypes (Résistances CMS couches épaisses, Résistances CMS couches minces, Condensateurs). Une approche microscopique des phénomènes de polarisation a été mise en relation avec des modèles macroscopiques, rendant compte des variations de propriétés des diélectriques de condensateurs sous pression. Ces modèles comportementaux ont été validés par une étude expérimentale en condition HPFT. Dans un troisième temps, des modèles comportementaux sous contraintes HPFT, et ce en procédant aussi par une approche microscopique des phénomènes de conduction ont été établis pour des résistances CMS couches minces et couches épaisses. Les variations comportementales prévues par le modèle ont été vérifiées par une analyse sur banc de test, avec des résultats très concluants.

Dans le chapitre 4, nous avons établi, les contraintes de qualification des nos outils, en tenant compte des standards classiques de qualifications des circuits et composants électroniques, mais en utilisant des contraintes environnementales plus dures que celles établies par les standard militaires. Nous avons ensuite défini et réalisé les prototypes de circuits nécessaires à notre application, du point de vue fonctionnel, mais aussi selon différentes options d'assemblage. La phase de caractérisation électrique de la fonction du prototype (amplificateur d'instrumentation en basse fréquence) nous a montré une invariance certaine des caractéristiques du circuit sous contraintes combinées de pression et de température. Ceci va dans le sens des conclusions du chapitre 3, ou nous avons émis l'hypothèse d'une invariance due à la quasi-immunité des propriétés intrinsèques des composants passifs et actifs lors de l'application d'une contrainte de compression hydrostatique. La définition des différentes options d'assemblages nous a conduit à la mise en évidence de problèmes spécifiques de

dégradations, que nous avons listés et sommairement modélisés. La partie suivante a consisté en la vérification expérimentale des modes de dégradation des assemblages, jusqu'à l'obtention d'une technologie validée par les standards de qualification que nous avons prédéfinis. Ces différents prototypes ont subi des contraintes statiques et des variations cycliques de mise en pression et en température. Chacun des essais a permis d'améliorer le dessin des prototypes, jusqu'à l'obtention d'un produit qualifiable pour une production en petite série. L'étude des différentes options technologiques a été complétée par une approche en simulation thermomécanique par la méthode des éléments finis. Cette méthode a permis d'extraire des tendances de fragilisation des différentes options d'assemblages sous contraintes de mise en pression. Fort des constatations établies au cours du dernier chapitre, nous avons mis au point un outil final, dont les caractéristiques sont suffisantes pour tenir les qualifications environnementales, et pour lesquels nous n'avons à ce jour pas reçu de retour de terrain.

Les perspectives de cette étude sont importantes pour l'évolution du packaging des environnements sévères. En effet, il apparaît un besoin croissant de technologies à faible coût pour des conditions de travail des circuits et systèmes de plus en plus critiques. Notre approche en HPFT ne constitue probablement qu'une mince évolution vers des systèmes robustes et fiables sous contraintes environnementales spécifiques pression/température. Nul doute que dans les années à venir, nous verrons apparaître des circuits de plus en plus complexes (circuits numériques, systèmes de calculs et de communication) travaillant sous des seuils de contraintes environnementaux beaucoup plus sévères autant dans les domaines de la prospection pétrolière, que la géophysique, ou l'automobile.

ANNEXES

ANNEXE 1 :

Composant	Valeur	Quantité	Nature
R1 R11	100k	2	Couche épaisse
R2 R4 R5 R7 R8	10k	5	Couche épaisse
R3	221k	1	Couche mince
R6	56,2k	1	Couche mince
R9	221	1	Couche mince
R10	10k	0	Non câblée
C1 C2	15 μ F	2	Tantale
C3 C5 C4 C6 C7	22nF	5	X7R
C8	470nF	1	NPO
C9	4,7nF	1	NPO
U1	DG413	1	SOIC
U20	OP470	1	SOIC
U1bis	ADG413	1	
U20bis	LT1125	1	

Tableau 1 Nomenclature et nature des composants

Résumé

La première partie de cette étude consiste en l'analyse des besoins en électronique pour environnements sévère, c'est-à-dire sous contraintes combinée pression/température (HPFT), ainsi que les différents domaines d'application potentiels. La deuxième partie est consacrée à l'établissement d'une liste des modes de dégradations des matériaux d'assemblages pour la fabrication de prototypes, destinés à fonctionner sous 120MPa de pression et 175°C de température. Les modèles analytiques pour chaque mode de dégradation sont listés. Nous avons ensuite conçu et réalisé un banc de test environnemental pour étudier nos prototypes.

La troisième partie consiste en une étude comportementale théorique des composants électroniques sous contraintes combinées pression et température. Cette étude a été complétée et corrélée par une analyse expérimentale. Enfin la quatrième partie est une analyse expérimentale des prototypes réalisés pour notre étude. Cette analyse a porté sur la robustesse de la fonction électronique, mais aussi sur les dégradations des différentes options d'assemblage réalisés. Cette analyse a été complétée par une étude en simulation par la méthode des éléments finis.

Abstract

The first part of this study is an analysis of electronics needs for severe environmental conditions, that is pressure/temperature combined stress, and so the different potentials applications domains. The second part establish a list of degradation modes of assembly materials implied in prototypes manufacture. These prototypes are intend to work under 120MPa of pressure and 175°C of temperature. Analytic modelisation of each degradation modes are listed. Then we designed and realised an environmental test bench to study our prototypes. The third part is a theoretical behavioural study of components parts under pressure/temperature combined stress. This study has been completed trough an experimental analysis. Finally, the fourth part is an experimental analysis of complete prototypes manufactured for our study. This analysis deals about sturdiness of the electronic function, so as about the different assembly options degradations of each prototypes. This analysis has been completed with a simulation study using finite elements method.

Mots clés

Environnement sévère
Pression/température
Assemblages en électronique
Multi-Chip-Modules
Qualité, Fiabilité
Physique de la défaillance

Keywords

Severe environment
Pressure/temperature
Electronic assembly
Multi-Chip-Modules
Quality, Reliability
Physic of Failure