



HAL
open science

Méthodologie d'analyse thermique multi niveaux de systèmes électroniques par des modèles compacts

Olivier Martins

► **To cite this version:**

Olivier Martins. Méthodologie d'analyse thermique multi niveaux de systèmes électroniques par des modèles compacts. Sciences de l'ingénieur [physics]. Université de Grenoble, 2010. Français. NNT : . tel-00569192

HAL Id: tel-00569192

<https://theses.hal.science/tel-00569192>

Submitted on 24 Feb 2011

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

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

**UNIVERSITE DE GRENOBLE
INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

N° attribué par la bibliothèque

|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|_|

THESE

pour obtenir le grade de

**DOCTEUR DE L'Université de Grenoble
délivré par l'Institut polytechnique de Grenoble**

Spécialité : « Génie Electrique »

préparée au laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab)

dans le cadre de l'**Ecole Doctorale** « Electronique, Electrotechnique, Automatique et Traitement du Signal »

présentée et soutenue publiquement

par

Olivier MARTINS
Ingénieur ENSEA

le 9 décembre 2010

***METHODOLOGIE D'ANALYSE THERMIQUE MULTI NIVEAUX DE SYSTEMES ELECTRONIQUES PAR DES
MODELES COMPACTS***

DIRECTEUR DE THESE : Yves MARECHAL

JURY

M. Frédéric BOUILLAUT	, Président
M. Mohamed-Nabil SABRY	, Rapporteur
M. Zoubir KHATIR	, Rapporteur
M. Yves MARECHAL	, Directeur de thèse
M. Sylvian KAISER	, Examineur
M. Christian SCHAEFFER	, Examineur

*A mes parents,
A mon grand père,
A ma famille,
A mes amis,*

« Partout où l'homme apporte son travail, il laisse aussi quelque chose de son cœur. »

H. Sienkiewicz

Remerciements

Voilà trois années viennent de s'écouler, et avec elles, une expérience inoubliable, sans aucun doute la plus belle qui me soit offerte depuis le début de mon cursus. Cette thèse fut pour moi un travail scientifique de haut niveau, mais surtout une belle aventure humaine. A travers ce manuscrit, j'aimerais donc remercier toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à cette aventure.

Premièrement, je tiens à remercier M. Frédéric BOUILLAULT, Professeur à l'Université Paris Sud et directeur du Laboratoire de Génie Electrique de Paris (LGEP), d'avoir accepté d'être président de mon jury de thèse. Vos questions très pertinentes suscitent des perspectives très intéressantes pour la suite de ces travaux de thèse. J'aimerais également remercier M. Mohamed-Nabil SABRY, Professeur à l'Université Française d'Egypte au Caire, et M. Zoubir KHATIR, Directeur de Recherche au Laboratoire des Technologies Nouvelles (LTN) de l'Institut National de Recherche sur les Transports et leur Sécurité (INRETS) à

Versailles, qui m'ont fait l'honneur d'accepter de rapporter mes travaux de thèse auprès de leurs universités respectives. Vous m'avez apporté d'excellentes remarques dans vos rapports et vos questions le jour de la soutenance qui constitueront sans doute la ligne directrice de la suite de ces travaux. Je remercie aussi M. Christian SCHAEFFER, Professeur au Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab), d'avoir accepté de faire partie de ce jury de thèse. Je vous remercie également pour vos remarques et vos questions très pertinentes.

Au cours de ces trois ans de thèse, j'ai eu la chance d'être encadré par des personnes dont le niveau scientifique tutoie la perfection et aux qualités humaines exemplaires. Je remercie ainsi bien chaleureusement mon directeur de thèse, Yves MARECHAL. Tu as été un guide et surtout un conseiller sur lequel j'ai pu m'appuyer durant ces trois années et même auparavant lorsque j'étais en stage de fin d'études. Je t'admire ! Tu as un charisme impressionnant, un bagage scientifique qui rendrait Albert Einstein envieux... Je ne pouvais pas rêver meilleur directeur de thèse. J'aimerais également rappeler une anecdote : en première année de thèse, j'avais demandé une dérogation pour rentrer chez moi en région parisienne tous les week-ends, pour continuer à jouer au volley-ball avec mon équipe et parce que je ne me sentais pas vraiment chez moi à Grenoble. Yves m'avait dit : « Tu verras, ça changera !! Grenoble c'est super ! ». Et bien, tu avais entièrement raison. Je me sens vraiment bien à Grenoble et j'ai trouvé comme une deuxième famille au labo.

Je remercie également mon encadrant industriel Sylvian KAISER, directeur technique de l'entreprise DOCEA Power. Tu m'avais fait confiance pour le stage de fin d'études en 2007, et tu me l'as renouvelée pour mener à bien ces travaux de thèse. Je te remercie de m'avoir permis de participer à l'éclosion de la start-up qui sera, dans les années à venir, un acteur incontournable de la conception en microélectronique. Pendant ces trois ans, j'ai pu apprécié ta rigueur dans le travail, et ta gentillesse. J'ai notamment beaucoup apprécié la chance d'avoir des entretiens deux fois par an seul à seul avec mon chef, où nous pouvions discuter en toute simplicité de l'année passée et de nos ambitions futures. J'espère sincèrement que mon futur chef te ressemblera.

J'aimerais également remercier des personnes qui, bien que n'étant pas officiellement encadrants de cette thèse, ont largement contribué à la réussite de ces travaux. J'aimerais ainsi remercier Yvan AVENAS qui a été co-encadrant de la thèse pendant plus d'un an. Ton expertise en thermique nous a guidé afin de lever des verrous à ces travaux, et nous a orienté sur des solutions de modélisation. Je te remercie aussi pour ta gentillesse, pour m'avoir permis de donner des travaux pratiques sur tes heures d'enseignement, et aussi pour ton honnêteté. J'en profite également pour te féliciter de ta récente obtention du diplôme de HDR. Je remercie également Gérard Meunier que j'ai souvent embêté tout au long de la thèse. Tu as toujours été disponible pour m'aider à trouver des solutions à mes problèmes. Par ailleurs, en tant qu'homme, j'aimerais beaucoup te remercier pour ta simplicité et ton extrême gentillesse. Ne t'en fais pas, le FC Metz remontera certainement dans l'élite d'ici quelques années. Je tiens également à remercier Patrice LABIE qui est l'un des gardiens du labyrinthe Flux. Si quelqu'un veut se sortir un jour de ce logiciel si complet et si complexe, il doit se référer à Patrice. Merci de m'avoir aiguillé dans ces si nombreuses lignes de codes afin de développer ma petite application.

Je tiens aussi à remercier les personnes qui ont pris de leur temps, pour relire un ou plusieurs chapitres de ce manuscrit et me proposer leurs corrections. Outre mes encadrants, j'aimerais donc remercier Nicolas PELTIER, Stéphane GUEDON, Pierre LEBEAUT, Nicolas ROUGER et Jérémie AIME. J'en profite également pour remercier toutes les personnes qui m'ont éclairé sur quelques points obscurs de mes travaux au cours de diverses réunions, ou de simples discussions de couloirs.

J'aimerais aussi remercier toute l'équipe de DOCEA Power. Lorsque j'ai commencé l'aventure en 2007, l'équipe comptait 3 personnes et nous étions dans des locaux de 15m². Aujourd'hui, l'effectif atteint quasiment 15 personnes et les locaux ont triplé voir quadruplé de surface. Dans un premier temps, j'aimerais remercier quelques personnes en particulier. Un grand MERCI à Nicolas PELTIER et Stéphane GUEDON. Nicolas, tu étais déjà mon tuteur pour mon stage de fin d'études et tu as continué à m'orienter tout au long de la thèse. Je te remercie pour toutes ces heures passées ensemble à discuter, à modéliser, à me corriger... Bref, je te dois énormément. Stéphane, le dieu de la réduction !! En ton grade de docteur, tu étais déjà passé par là, et tu as pu m'apporter ton expérience pour me guider à

travers toutes ces embûches. Un peu comme avec Nico, nous avons passé d'innombrables heures à résoudre des problèmes matriciels, à fixer des structures de fichier... Mais, je vous remercie tous les deux pour votre patience, et votre générosité. Je remercie également Pierre LEBEAUT qui a participé à mes travaux de thèse, en développant le prototype d'extracteur en différences finies. Toi l'as du poker, j'espère qu'un jour tu feras sauter la banque et que l'AJ Auxerre sera deuxième du championnat (derrière Paris). Mon compagnon de chambre pendant le team building, nous avons passé d'excellents moments ensemble et principalement pendant ce séjour. Je tiens à remercier également, Ghislain KAISER, directeur général de DOCEA Power, qui m'a fait confiance pour mener à bien cette thèse, et pour m'avoir fait partager son grand savoir en microélectronique.

J'aimerais à présent remercier tous les autres membres de l'équipe, que je vais citer par ordre alphabétique pour ne pas faire de jaloux : Eric ATIENZA, Anne BOURGES, Hela BOUSSETTA, Ridha HAMZA, Dominique LOCATELLI, Ilija MATERIC, Jean-Christophe OUDIN et Rabih SAADE. Merci à tous pour ces moments passés ensemble, le team building inoubliable avec le Segway, les parties de Wii et la course d'orientation (où nous avons eu un peu de mal...), les pauses cafés, les tickets à cause des bâches. Que de bons moments passés en votre compagnie. Je vous souhaite une très bonne continuation à DOCEA et dans votre vie personnelle.

A présent, je tiens à remercier l'ensemble du laboratoire de Génie Electrique de Grenoble : les ITA, les permanents, les stagiaires, les masters et les doctorants. Ce fut pour moi un réel plaisir de travailler dans un tel environnement. Si ces trois années furent une expérience inoubliable, je pense sincèrement que le labo y est pour beaucoup. Nous travaillons dans un environnement magnifique sur le campus et dans une ambiance joyeuse tout au long de la journée. J'aimerais remercier bien chaleureusement les demoiselles de l'administration qui, quand vous les voyez le matin, illuminent votre esprit pour le reste de la journée. Je remercie ainsi Rosita ATIENZA (ma petite cocotte en chocolat), Cristie CALIXTE, Jacqueline DELAYE, Valérie COQUAND, Elise RIADO et Laurie AIMONETTI. J'aimerais aussi remercier Danièle COLLIN qui m'a accueilli au laboratoire lors de mon arrivée en 2007. Je tiens à remercier également l'équipe Informatique que j'ai embêtée de nombreuses fois, dès que mon PC faisait des siennes. Merci donc à Corine MARCON et

Vincent DANGUILLAUME. Ensuite, je tiens à remercier quelques permanents qui contribuent grandement à la bonne ambiance qui règne au laboratoire. Un merci tout particulier à Sylvie GARCIA, Mireille PELLISSIER, Seddik BACHA, Hervé CHAZAL, Jean-Pierre KERADEC, Jean BARBAROUX, Raphaël CAIRE, Bertrand RAISON, Alexandre CHUREAU, Olivier CHADEBEC, Jean-Christophe CREBIER, Antoine LABONNE, Stéphane CATELLANI, Jacques DAVOINE, Jean-Michel GUICHON et au petit nouveau Vincent DEBUSSCHERE.

Par ailleurs, j'ai eu la chance de travailler simultanément avec deux équipes de recherche : l'équipe Modélisation (MAGE) et l'équipe Electronique de Puissance (EP). Je remercie les doctorants et permanents de ces deux équipes. Pendant la thèse, j'ai travaillé dans la salle EPTE, qui s'est déplacée deux fois dans les locaux du laboratoire pendant ma thèse. J'aimerais remercier toutes les personnes qui sont, ou ont été dans cette salle, pour l'ambiance qui y règne. Merci donc aux anciens : Jérémie AIME (comment ne pas oublier tes craquages sur Sylvain), Behzad AMADI (je rêve encore de te voir un jour dans ton beau peignoir rouge), Abdel BESRI (le Python qui étranglait Jérémie et qui nous battait tous au bras de fer), Aiman KERIM (et tes cafés serrés), Sylvain MANDRAY (les malheurs que l'on a fait à ton plan de travail), Xavier MARGUERON (tes vidéos persos), Benjamin VALLET (le meilleur joueur de foot du labo) ; et aux nouveaux : Hai BUI NGOC, Kien LAI-DAC (Cou Kien To), The Van NGUYEN, Benoît SARRAZIN, Jean-Romain SIBUE, Timothée SIMONOT, Mansour TAWK, Benoît THOLLIN, Baïdy Birame TOURE, Hung TRAN MANH (mon pote !!), Rémi VIAL et Kremena VLADIMIROVA.

J'ai ensuite migré vers le bureau D066 (le bureau des filles) afin de trouver un peu de tranquillité pour la rédaction du manuscrit. Je remercie ainsi très généreusement Marie-Cécile ALVAREZ-HERAULT (Miss France Espagne), Lina-Maria RUIZ GOMEZ (Miss Colombie), Asma MERDASSI (Miss Tunisie) et Thai Phuong DO (Miss Vietnam) pour m'avoir accueilli dans votre petit nid douillet. J'ai beaucoup de choses à dire sur vous mais j'y reviendrais le moment venu (le moment venu !!). Je dois dire que j'avais beaucoup de chance d'être dans le même bureau que les plus jolies et gentilles filles du labo pendant cette période de rédaction et c'est grâce à elles que j'ai pu garder la sérénité tout au long de la rédaction.

Ce bureau symbolise également la grande diversité culturelle qui existe au labo et c'est aussi ce qui le rend si unique. J'ai beaucoup appris pendant ces trois ans au contact de ces différentes cultures et j'aimerais avec grand plaisir voyager dans ces différents pays afin de mettre en images, leurs histoires et traditions. Sans les citer...

- A tous mes amis vietnamiens : « Cảm ơn các bạn rất nhiều ! »
- A tous mes amis roumains : « Mulțumesc mult prietene »
- A tous mes amis sud-américains ou espagnols : « Muchas gracias amigos »
- A tous mes amis tunisiens, marocains, algériens ou d'autres pays arabes : « شكرا جزيلاً لكم يا أصدقائي » (chokran jazilan lakom ya asdikai) »
- Et à tous mes autres amis internationaux : « Thank you very much » (Désolé je n'ai pas eu le temps d'apprendre toutes les langues parlées au labo...)

Pour clore les remerciements du laboratoire, j'aimerais remercier les bureaux (actuel et précédents) de l'association des doctorants OPLAT qui tout au long de l'année organise des événements qui entretiennent la bonne ambiance dans et en dehors du laboratoire.

Rien n'aurait été possible sans un soutien inconditionnel de mes amis. Je leur dois énormément et finalement ce travail est aussi le leur. Dans un premier temps, j'aimerais remercier mon équipe de volley-ball, l'équipe départementale masculine du Grenoble Volley Universités Club. Merci beaucoup les gars pour tous ces moments que nous passons ensemble sur un terrain, au Shannon ou encore dans bien d'autres endroits. J'ai beaucoup de plaisir à jouer avec vous, on forme une vraie équipe et ça se sent lorsque l'on joue ensemble. Un grand merci à mon coach Julien LANSADE, sa compagne Virginie Varin, leur fille Lilirose ainsi qu'à tous mes coéquipiers : Yann BAUDET, Sébastien DEBOST, Mathieu DESSOMBZ, Alexandre DROIN, Fred ENTENMANN, Romain LEFEBVRE, David MARION, Jérôme MICHAUX, Xavier THOMAS et Timothée VIGNAUD. J'aimerais également remercier deux zouzous de l'équipe régionale 2 qui nous accompagnent à l'entraînement, j'ai nommé Fabien BOITON et Benjamin MEYER, ainsi que toute l'équipe départementale fille qui partage le créneau du vendredi avec nous, ainsi que nos soirées au Shannon : Morgane AUVERGNE, Emilie et Laurence BERNARD, Gaëlle BEYLIER, Laureen BONNARD COTTET, Delphine BRUN, Elise BUETAS, Antonella CAVALLO, Aurélie

CASTELMEZZANO, Maéva DIAZ-CLAVERIA, Sania HALTER, Alicia KERKACHE, Emilie POUDEVIGNE, Lisa SIGNORETTY et Emilie VOISIN. Merci beaucoup les filles !

J'en viens maintenant à mon équipe que j'ai eu tant de mal à quitter et qui a toujours une place dans mon cœur : l'équipe départementale masculine du Racing Club de la Goële. Merci à tous pour votre soutien lorsque j'ai du vous quitter et pour votre amitié. L'éloignement n'altère en rien tous les bons moments passés, et je suis très heureux chaque fois que j'ai l'occasion de taper une balle avec vous ou simplement de passer une bonne soirée en votre compagnie. J'aimerais donc remercier coach Delphine LAINE, coach Eric FRANCHITTI ainsi que Thomas CHOMODE, Jonathan CROS, Charles-Denis DATCHIMILALES, Julien DAZY, Benoît DIDELET, Mickaël FAUVEAU, Geoffrey FOURNIER, Olivier MAREST, Florent VALIN et Arnaud VARIN. J'ai une pensée toute particulière pour notre capitaine, mais avant tout notre ami Laurent TOGNET, disparu bien trop tôt. Tu auras toujours une place dans notre cœur mon Lolo. « The show must go on ! ».

Ensuite, j'aimerais remercier mes amis que j'ai rencontrés au laboratoire, cette deuxième famille dont je parlais qui m'a ouvert les bras et m'a soutenu tout au long de la thèse. Bien qu'ils savent déjà tout le bien que je pense d'eux, je dis un grand merci à :

- Jérémie AIME pour ton aide continue sur mes travaux de thèse et d'un point de vue plus personnel, merci pour toutes ces soirées passées chez vous, pour ces parties de tennis endiablées entre Roger Federer et Rafael Nadal, et pour ce que tu es tout simplement. Merci pour tout !
- Marie-Cécile ALVAREZ HERAULT pour tes remerciements à mon égard dans ta thèse... Je te remercie également d'avoir relu mes remerciements. Un jeu d'action ou vérité inoubliable dans le bus des journées scientifiques... La meilleure cuisinière du labo (tes lasagnes resteront dans l'histoire) et une magnifique danseuse de flamenco (je plains tes futurs voisins du dessous...). Gros Bisous ma Didou !

Après corrections de MC : Tu es vraiment la femme la plus intelligente de la terre. Tu es ma muse ! Je te vénèrerai à vie et d'ailleurs je vais m'offrir un cadeau pour ma soutenance : une statue grandeur nature de toi dans mon appartement.

- Thai Phuong DO. Tu es la première de la bande que j'ai rencontrée et tout de suite j'ai vu en toi une fille hors du commun, qui m'a fait une prise de taekwondo... Une cuisinière exceptionnelle avec des nems et un phở d'anthologie. A très bientôt au Vietnam ma petite Feu.
- Asma MERDASSI la princesse du labo. Une chanteuse exceptionnelle qui a du changer 12 fois de fauteuil pendant sa thèse, à force de le martyriser. Une magnifique danseuse orientale qui vibre de toute part, et dont le couscous rendrait envieux les meilleurs restaurants tunisiens.
- Yann RIFFONNEAU monsieur écolo du labo. Merci pour toutes ces soirées passées ensemble où tu finissais en équilibre en plein milieu de la piste. T'es un mec super Yanou ! Super gymnaste, superman...
- Lina-Maria RUIZ GOMEZ. Ay no And !! La trésorière de la fameuse association Tip & Top. Des soirées salsa mémorables, des soirées Tip & Top... Allez And, la thèse est bientôt finie ! Bon courage ! Muchos besitos nena !!
- Hung TRAN MANH. Mon pote, ancien président de l'association des étudiants Vietnamiens à Grenoble (AEVG), mais au fond de toi tu gardes toujours la classe d'un président. Un week-end à Palavas que je n'oublierais jamais. Toutes mes félicitations nouveau docteur. Il faut fêter ça ! Một Hai Ba Đô !!

J'aimerais remercier mes amis du labo, avec qui nous avons passé de merveilleux moments : Didier BOEDA, Edouard BOMME, Sylvain MANDRAY, Carolina TRANCHITA, Maria et Benjamin VALLET.

Un merci tout particulier à mon meilleur ami Guillaume GHESQUIERE, connu mondialement (ou au moins dans sa rue de Grenoble) sous le nom de DJ Guy. Tu m'as été d'un soutien quotidien tout au long de la thèse par tous ces bons moments passés ensemble. Je ne reviendrais pas sur l'histoire du ventilateur... Mais merci pour toutes ces soirées à mixer ensemble, nos soirées en boîte, dans les bars, ou simplement entre amis. Je te remercie aussi pour mon beau diaporama qui a dévoilé au grand jour ma face cachée et voilé un instant mon côté angélique.

Un grand merci à Olivier LALLEMAND, ce grand chef cuisinier qui a préparé mon pot de thèse pour plus de 100 personnes. Je remercie aussi Thai Phuong DO (pour ses nems), Chau LE THI MINH (pour son chè) et Asma MERDASSI (pour ses gâteaux).

Je remercie très chaleureusement mes amis de longue date qu'ils soient de Grenoble ou de Paris. Merci à vous tous pour votre soutien, et votre amitié sans faille. Gros bisous à : Frédérique BEHRA, Sébastien DEBOST, Kévin JAGUT (morceau de s...), Amélie JAXEL, Angélique LE BOUETTE (ma petite Pepette), Olivier MAREST (Slipshow), Mickaël MELLOUK (mon petit Loolook) et Sybille PENANGUER.

Je finirais ces remerciements par les personnes qui comptent le plus pour moi, ma famille. Je vous remercie pour votre amour au quotidien envers moi. Pour mes tontons et taties : Pierrette DAGUZAN, Jeannine FOSSARD, Pierre GUIOLET, Fernande MARTINS, Corinne MOMPÉLAT, Geneviève et Michel STRAULINO, Jean-Marc TORCHY et sa compagne Alicia (qui m'ont fait le grand plaisir de venir à ma soutenance), Isabelle et Véronique VAN WEST.

Pour mes cousins et cousines : Aurélie, Damien, Ely, Guylaine, Ophélie et Willy GUIOLET, Christelle, Florian et Jérémy (VT ou Chaton) MOMPÉLAT et Mickaël LELONG. Pour mes neveux et nièces : Janice, Jayden, Rodney et Wylsia.

Muchas gracias a mi familia española que no puedo ver mucho pero en la que pienso todo el tiempo. Abrazos muy fuerte a mis tías Adela y Rosa, a mi tío Emilio, y a mi prima Paloma. Te espero en Grenoble cuando quieras.

J'aimerais remercier sincèrement mon grand-père Georges MARTINS pour tout ce qu'il a fait pour moi, pour sa générosité et sa gentillesse.

Et je finirai par mes parents Francine et Gaston MARTINS, qui m'ont toujours motivé et m'ont appris à ne jamais baisser les bras. Les mots ne suffisent pas pour exprimer mes remerciements envers vous. Veuillez trouver en cette thèse, ma reconnaissance éternelle. Je vous aime !

Enfin, j'aimerais tous vous remercier pour les super cadeaux que vous m'avez fait lors de la soutenance : un laser pour les soirées où je mixe, une grosse peluche Donald, un caméscope numérique, et un très bon gâteau au chocolat avec Donald dessiné dessus, préparé par ma Didou. J'ai été vraiment très gâté !! Merci encore à tous !!

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	17
------------------------------------	-----------

PARTIE 1 : ETAT DES LIEUX SUR L'ANALYSE THERMIQUE

DANS LE PROCESSUS DE CONCEPTION DE SYSTEMES

ELECTRONIQUES COMPLEXES.....	23
-------------------------------------	-----------

Introduction	25
---------------------------	-----------

Chapitre 1 : Analyse thermique de composants électroniques	26
---	-----------

I. Evolution des composants électroniques.....	26
--	----

II. Processus de conception d'un composant électronique	31
---	----

III. Rôle de l'analyse thermique dans le processus de conception d'un composant électronique	33
---	----

Chapitre 2 : Etat de l'art sur les modèles thermiques	44
--	-----------

I. Analogie thermoélectrique	44
------------------------------------	----

II. Modèles thermiques existants.....	47
---------------------------------------	----

Conclusion	62
-------------------------	-----------

Bibliographie	64
----------------------------	-----------

PARTIE 2 : UNE NOUVELLE METHODOLOGIE DEDIEE A

L'ANALYSE THERMIQUE DES SYSTEMES ELECTRONIQUES

COMPLEXES.....	69
-----------------------	-----------

Chapitre 3 : La méthodologie Flex-CTM	71
--	-----------

I. Pourquoi la méthodologie ?	71
-------------------------------------	----

II. Champ d'application de la méthodologie	73
--	----

III. Principe de la méthodologie.....	74
---------------------------------------	----

Chapitre 4 : Description détaillée de la méthodologie.....	81
---	-----------

I. Décomposition du système	81
-----------------------------------	----

II. Extraction de modèles numériques	84
--	----

III. Sous-échantillonnage des interfaces du modèle	93
--	----

IV. Réduction de modèles numériques.....	108
--	-----

V. Couplage de modèles réduits	124
VI. Application des conditions aux limites et simulation du modèle Flex-CTM	143
Chapitre 5 : Validation de la démarche.....	145
I. Modélisation complète et légère d'un système complexe multi-niveaux.....	145
II. Une méthodologie structurée et ouverte	146
III. Homogénéisation des modèles à différents niveaux de modélisation	147
IV. Flexibilité des modèles.....	148
Bibliographie.....	149
PARTIE 3 : APPLICATION DE LA METHODOLOGIE ET	
VALIDATION PHYSIQUE	155
Introduction	157
Chapitre 6 : Validation physique des modèles Flex-CTM	158
I. Description du système réel.....	158
II. Simplification du cas d'étude	161
III. Application de la méthodologie Flex-CTM au cas d'étude.....	162
IV. Evaluation du modèle Flex-CTM.....	164
Chapitre 7 : Application de la méthodologie Flex-CTM à un package électronique 3D	
complexe.....	166
I. Description du cas d'étude.....	166
II. Application de la méthodologie Flex-CTM.....	173
III. Evaluation des propriétés du modèle Flex-CTM.....	181
Conclusion	198
Bibliographie.....	199
PARTIE 4 : UTILISATION DE LA METHODOLOGIE POUR LA	
CONCEPTION EN GENIE ELECTRIQUE.....	203
Introduction	205
Chapitre 9 : Modélisation de systèmes magnétiques par réseaux de réductances	206
I. Buts de la modélisation.....	206
II. Principes de la modélisation	208
III. Analogies entre les grandeurs physiques.....	209
IV. Difficultés de modélisation	212

V. Une alternative de modélisation par la méthodologie Flex-CTM.....	213
Chapitre 10 : Application de la méthodologie à un cas d'étude	214
I. Description du cas d'étude.....	214
II. Application de la méthodologie.....	219
III. Evaluation des résultats.....	224
Conclusion	228
Bibliographie.....	229
CONCLUSION GENERALE	233
ANNEXE 1: PONDERATION DES NŒUDS DE SURFACE	241

Introduction Générale

« Souvent une évolution est une révolution sans en avoir l'R. »

P.-H. Cami

Introduction générale

Avec la mondialisation du marché, les entreprises de conception et de fabrication de composants électroniques sont en perpétuelle compétition avec leurs concurrents pour produire des systèmes toujours plus petits, offrant plus de fonctionnalités, dans des délais toujours plus courts. Le secteur de la téléphonie portable en est un parfait exemple. Le 3 avril 1973, Martin Cooper, directeur général de la division communication de Motorola, vient de concevoir le premier téléphone portable. Pour inaugurer le premier appel téléphonique en extérieur (hors téléphone de voiture), il choisit de joindre son grand rival de chez Bell Labs, Joel Engel. Ce téléphone a été commercialisé dix ans plus tard par Motorola sous le nom de DynaTAC. Aujourd'hui la téléphonie mobile est perçue différemment par la population. Désormais, un cellulaire doit être doté d'un accès à Internet, d'une localisation par satellite, d'un lecteur multimédia..., une large gamme de fonctionnalités secondaires du téléphone mais qui le rendent plus utile et plus attrayant, tout en conservant des dimensions confortables pour l'utilisateur.



Derrière cette évolution spectaculaire se cache une véritable révolution technologique. Au cours des dernières années, la taille des transistors a diminué considérablement permettant ainsi de réduire la taille des composants et de multiplier le nombre de composants dans un système. Ce phénomène associé à la montée en fréquence des circuits est à l'origine d'une augmentation drastique de la densité de puissance dans les circuits, qui induit à son tour une élévation importante de la température du composant, dommageable pour les performances du composant.

Les objectifs de la thèse résident en trois points : définir un cahier des charges sur des modèles thermiques permettant d'effectuer une analyse d'un système électronique complexe dès les premières étapes de conception, proposer une méthodologie de construction de modèles en réponse à ces spécifications et développer un prototype de modélisation basé sur la méthodologie proposée.

Ces travaux de thèse entrent dans le cadre d'une collaboration entre l'entreprise Docea Power et le laboratoire de génie électrique de Grenoble (G2Elab). Docea Power développe des logiciels de simulation et d'optimisation de la gestion d'énergie pour les puces électroniques destinées au marché des appareils mobiles, en particulier des téléphones portables. A partir d'une modélisation de l'architecture du circuit ou de la plate-forme de l'application portable, ces logiciels estiment les pertes électriques et évaluent une élévation de température des composants au cours du temps. Ces deux phénomènes étant intimement

liés, ces logiciels nécessitent donc de modèles thermiques des composants rapidement simulables afin de prendre en compte cette dépendance au cours du temps.

Par ailleurs, ces travaux s'insèrent également dans le cadre du projet européen CoSiP¹ (Chip/Package-System Co-Design). Ce projet est né d'un consortium entre plusieurs entreprises (dont Infineon, ST Microelectronics, Bosch, Docea Power,...) et de l'institut de recherche sur les systèmes électroniques embarqués (IRSEEM). Le projet CoSiP aborde la modélisation multi-niveaux chip-package-PCB et la co-simulation mécanique, électrique et thermique.

Afin de mener à bien les objectifs de la thèse, nous avons référencé les besoins de conception en microélectronique, et exploré des techniques de modélisation combinées à des outils mathématiques permettant de répondre à ces besoins. Ces différentes thématiques sont décrites en quatre parties principales.

Dans la première partie de ce manuscrit, nous présenterons un état des lieux sur l'analyse thermique dans la chaîne de conception des systèmes électroniques. Après avoir souligné les retards de l'analyse actuelle face aux technologies naissantes, nous proposerons un cahier des charges sur les modèles thermiques permettant d'effectuer une analyse thermique rapide d'un système électronique multi-niveaux. Puis, nous présenterons les modèles thermiques existants susceptibles de répondre à ce cahier des charges.

Dans la seconde partie, nous proposerons une nouvelle méthodologie permettant de construire des modèles thermiques légers et multi-niveaux de systèmes électroniques. Cette méthodologie innovante permet de repenser le processus d'analyse thermique d'un composant complexe en permettant une collaboration des équipes de conception à différents niveaux tout au long du design du système.

La troisième partie sera dédiée à l'application de cette méthodologie à un système électronique complexe afin d'évaluer les performances des modèles résultants en comparaison avec une modélisation numérique du système.

¹ Plus d'informations sur le projet CoSiP sont disponibles à l'adresse suivante: http://www.medeaplus.org/web/downloads/profiles_medeaplus/2T405-CoSiP-profile-outMEDEA%20%2817-5-10%29-1.pdf

La dernière partie, quant à elle, sera consacrée à une application de la méthodologie au domaine du génie électrique afin de mettre en évidence la pluridisciplinarité de la méthode. Cette dernière partie propose ainsi une démarche originale de modélisation d'un système magnétique pour le pré-dimensionnement.

Enfin, nous terminerons ce manuscrit par un bilan des travaux effectués, et la présentation de perspectives.

Partie 1 :

Etat des lieux sur l'analyse thermique dans le processus de conception de systèmes électroniques complexes

« Bousculer les habitudes, c'est encore le meilleur moyen de faire évoluer les choses. »

C. Guimard

PARTIE 1 :

Etat des lieux sur l'analyse thermique dans le processus de conception de systèmes électroniques complexes

SOMMAIRE

<i>PARTIE 1 : Etat des lieux sur l'analyse thermique dans le processus de conception de systèmes électroniques complexes</i>	23
Introduction	25
Chapitre 1 : Analyse thermique de composants électroniques	26
I. Evolution des composants électroniques.....	26
I.1. Description structurelle d'un composant électronique	26
I.2. Evolution de la taille des transistors	27
I.3. Des packages de plus en plus complexes	29
I.4. Conséquences de cette évolution	29
II. Processus de conception d'un composant électronique	31
III. Rôle de l'analyse thermique dans le processus de conception d'un composant électronique	33
III.1. Généralités	33
III.1.a. Les transferts thermiques.....	33
III.1.b. Modèle physique d'un système thermique.....	36
III.2. Risques liés à une élévation de température	37
III.3. L'analyse thermique actuelle dans le flot de conception	39
III.3.a. Différents niveaux de modélisation thermique.....	39
III.3.b. Analyse thermique partitionnée	41
III.4. Proposition d'un cahier des charges sur les modèles thermiques	42
Chapitre 2 : Etat de l'art sur les modèles thermiques	44
I. Analogie thermoélectrique	44
I.1. Eléments passifs	44
I.1.a. Eléments dissipatifs R	44
I.1.b. Eléments de stockage d'énergie potentielle C	45
I.2. Modélisation thermique par circuit RC	46
II. Modèles thermiques existants.....	47
II.1. Les modèles rapides à simuler	47
II.1.a. Modèles empiriques.....	47
II.1.b. Modèles analytiques	49
II.1.b.i Modèles FFT	49

II.1.b.ii Modèles de Green	51
II.1.b.iii Modèles ATMI.....	52
II.1.b.iv Modèles HotSpot.....	55
II.1.c. Modèles de type DELPHI.....	56
II.2. Les modèles multi niveaux.....	59
II.2.a. Les modèles numériques.....	59
II.2.b. Limites des modèles numériques.....	60
Conclusion	62
Bibliographie	64

Résumé

Les nouvelles technologies de composants électroniques permettent de concevoir des systèmes de plus en plus petits et de plus en plus performants. Néanmoins, cette miniaturisation des circuits est à l'origine d'une augmentation de la densité de puissance au sein des composants et donc d'une forte élévation de température. Ces deux phénomènes interdépendants peuvent induire des disfonctionnements du circuit voir même un endommagement du composant. Il est donc nécessaire d'effectuer une analyse thermique complète et rapide du système électronique. Or, les méthodes actuelles ne permettent pas d'effectuer une analyse thermique multi-niveaux complète de systèmes complexes. Nous proposons donc un cahier des charges établi sur des modèles thermiques permettant d'effectuer une analyse thermique de systèmes électroniques et explorons des solutions éventuelles issues des modèles thermiques existants.

Introduction

En 1975, Gordon E. Moore, vice-président d'Intel, avait énoncé trois lois prédisant une augmentation exponentielle du nombre de transistors dans les microprocesseurs. Malheureusement, personne n'avait prévu l'augmentation des exigences énergétiques et les problèmes de dissipation thermique sous-jacents. L'évolution des dispositifs numériques nomades, contenant toujours plus de fonctionnalités dans un environnement restreint, a créé une problématique complexe. Si la puissance de calcul a énormément augmenté, et ce, de façon rapide, il n'en est pas de même pour la durée de vie des batteries, qui, quant à elle, augmente à un rythme bien inférieur. Créer des dispositifs efficaces et économes en énergie est devenu un défi majeur pour la conception des systèmes à puces. Dans ce premier chapitre, nous présenterons le cycle de conception des composants électroniques et particulièrement le processus d'analyse thermique des composants. Après avoir souligné les carences de l'analyse actuelle, nous proposerons un cahier des charges relatif aux modèles thermiques afin d'effectuer une analyse fine et rapide d'un système électronique multi niveaux. Puis, dans un second temps, nous effectuerons un état de l'art sur des modèles thermiques susceptibles de répondre au cahier des charges proposé.

Chapitre 1 : Analyse thermique de composants électroniques

I. Evolution des composants électroniques

I.1. Description structurale d'un composant électronique

Un composant électronique basique est constitué de deux éléments principaux (Figure 1-1): le die et le package. Ces types de composants sont appelés SoC (System on Chip).

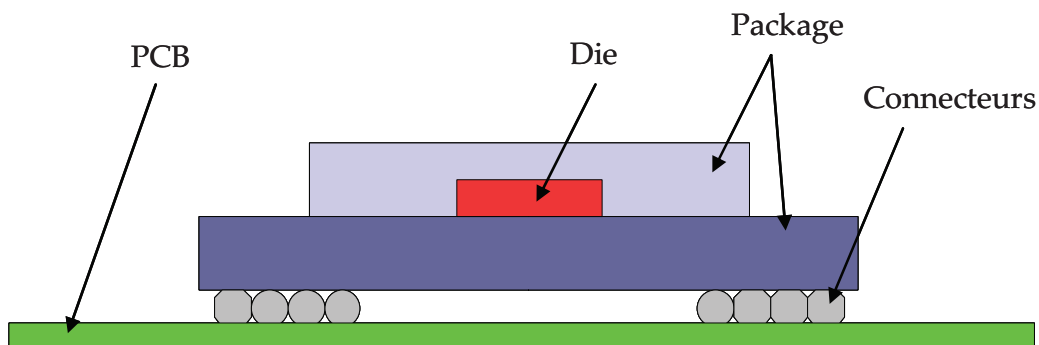


Figure 1-1 : Structure d'un composant électronique

Le die, en matériau semi-conducteur (silicium, germanium ou dans un futur plus ou moins proche SiC, GaN ou diamant), est la partie active du composant. C'est sur cet élément que sont gravés des millions de transistors afin d'assurer la fonction de celui-ci.

Le deuxième élément principal d'un composant est le package. C'est le boîtier qui entoure le die et remplit plusieurs rôles. Premièrement, il permet de protéger le die de l'environnement (poussière, chocs). De plus, il a aussi un rôle électrique. C'est lui qui assure la transmission des signaux entre le die et la carte électronique (PCB), grâce aux connecteurs. On distingue majoritairement trois types de connecteurs qui varient selon les packages : les pins, les balls et les leads (Figure 1-2). Enfin, le package remplit le rôle de dissipateur thermique. Il est dimensionné afin de faciliter la dissipation de la chaleur générée par le die vers l'extérieur, par le biais d'un circuit de dissipation thermique.

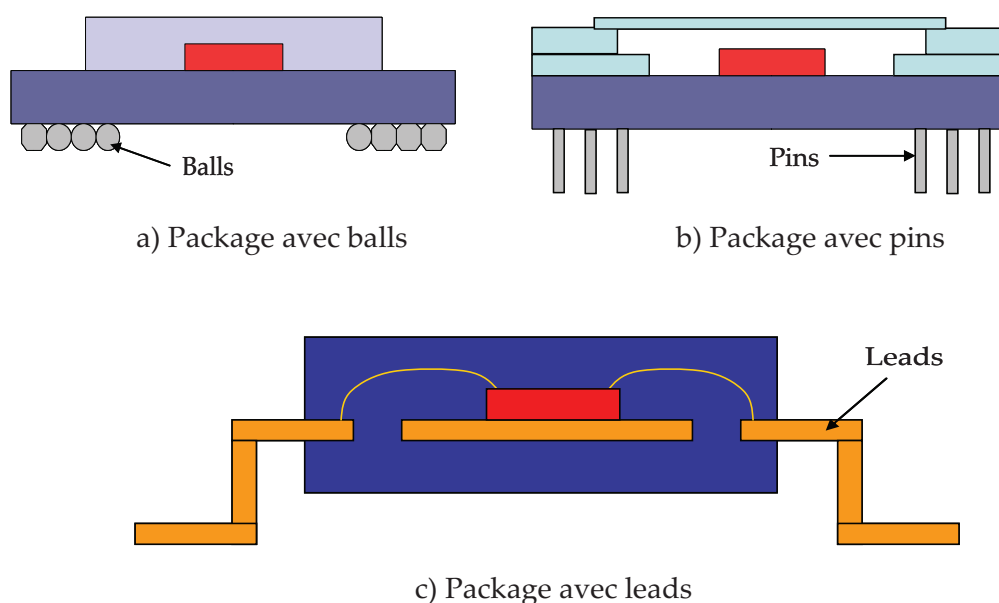


Figure 1-2 : Les différents types de connecteurs

Le die est fixé mécaniquement au package par une fine couche adhésive, appelée aussi die-attach. Les connexions électriques entre le die et le package peuvent être assurées de plusieurs manières. Premièrement, par « wirebonding », ce sont des fils de soudure (aluminium, or, cuivre) reliant les ports de connexion du die aux connecteurs du package [HAR-10]. Deuxièmement, la technologie « Flip Chip » permet d'assurer cette connexion électrique. Elle consiste à retourner le bloc de semi-conducteur et à fixer celui-ci au package à l'aide de petites boules de soudure (comme les balls des packages) [LAU-95, WIN-09].

I.2. Evolution de la taille des transistors

Une fonctionnalité d'un système électronique est le résultat d'un ou plusieurs composants implantés sur la carte électronique du système. Ces composants sont eux-mêmes constitués de millions de transistors gravés sur un substrat semi-conducteur.

La miniaturisation des transistors est un facteur clef de l'évolution technologique en électronique. En effet, premièrement, le fait de diminuer la taille des transistors permet d'augmenter la densité de ceux-ci sur une surface donnée, et donc de réduire les dimensions d'un système pour les mêmes fonctionnalités. Par ailleurs, cette miniaturisation des transistors a aussi permis de minimiser les connexions entre les différents processeurs en les regroupant dans un seul composant électronique. Cela se traduit par une plus grande fiabilité du système et par une augmentation de la fréquence de fonctionnement du

processeur, grâce à la réduction des distances entre les composants. De plus, cette miniaturisation a un effet économique sur le produit car il nécessite moins de processeurs pour sa conception. Enfin, cette miniaturisation permet d'augmenter le nombre de microprocesseurs dans un système, et donc de lui ajouter de nouvelles fonctions. La Figure 1-3 illustre les conséquences de la miniaturisation des transistors sur les performances des microprocesseurs en termes de fréquence de fonctionnement, de nombre de transistors (loi de Moore) et de millions d'instructions par seconde (MIPS).

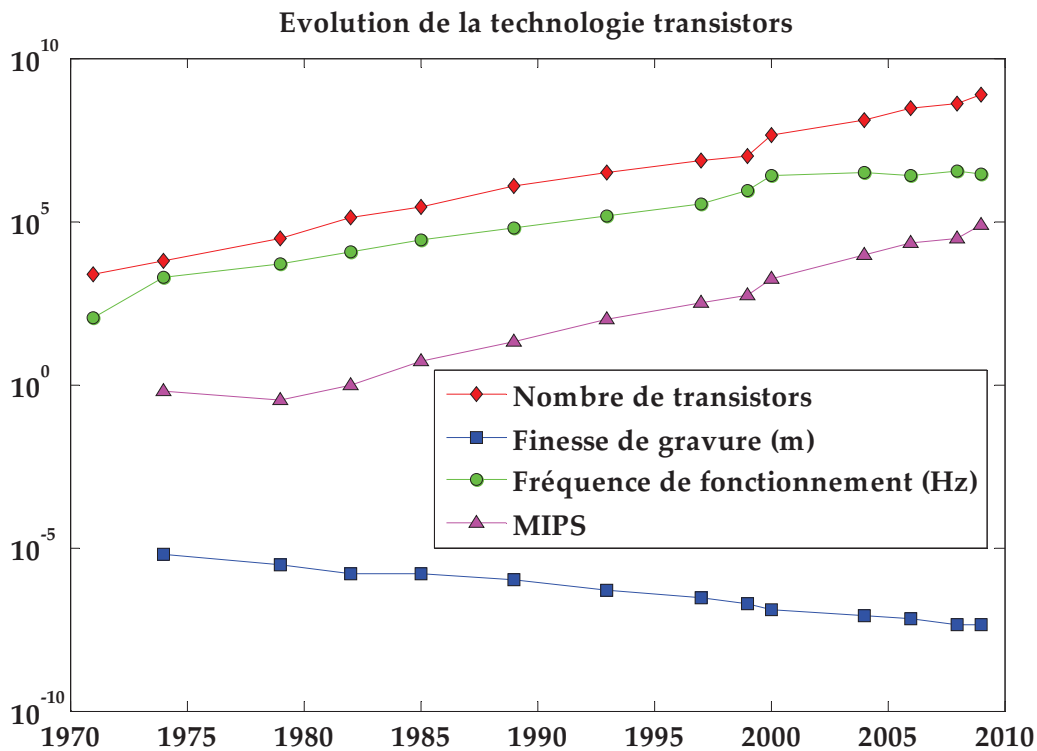


Figure 1-3 : Evolution de la technologie transistors [GIL-04], [INT]

La course à la miniaturisation des transistors se poursuit encore aujourd'hui. Alors que Intel a produit fin 2009 le «Intel Core i7 965» gravé à 45nm, et envisage la production de microprocesseurs avec une finesse de gravure de 32nm courant 2010, les ingénieurs espèrent atteindre le seuil de 22nm [BOR-09, ROY-09] avant fin 2012. Cependant, les problèmes d'interconnexion électriques, et les délais résultants, tendent à fixer une limite sur la densité d'intégration et des fréquences de fonctionnement. La réduction des tailles de grilles des transistors entraîne, outre un coût technologique important, l'apparition de phénomènes de physique quantique particulièrement difficile à surmonter [FRA-01].

I.3. Des packages de plus en plus complexes

La miniaturisation des transistors a permis une première augmentation de la densité des transistors sur un substrat de semi-conducteur. Néanmoins, le nombre de transistors reste limité par la surface du substrat. De nouvelles technologies de packages ont donc été conçues afin d'utiliser la verticalité du système, et sont appelés packages 3D. On les distingue en deux catégories: le « die-stacking » et le « package on package ». Le « die stacking », comme son nom l'indique, consiste à empiler des blocs de semi-conducteurs les uns sur les autres, à l'intérieur d'un seul package (Figure 1-4-a). La connexion entre les dice (pluriel de die) peut être assurée par technologie flip-chip, par wirebonding ou encore à l'aide de vias. Les vias sont des trous de petit diamètre traversant le die ou quelques couches du die, dans lesquels passent des fils conducteurs. La technologie « package on package » (PoP) quant à elle, consiste à empiler des packages les uns sur les autres (Figure 1-4-b). Ces packages sont équipés de balls afin d'assurer la connexion électrique entre les packages.

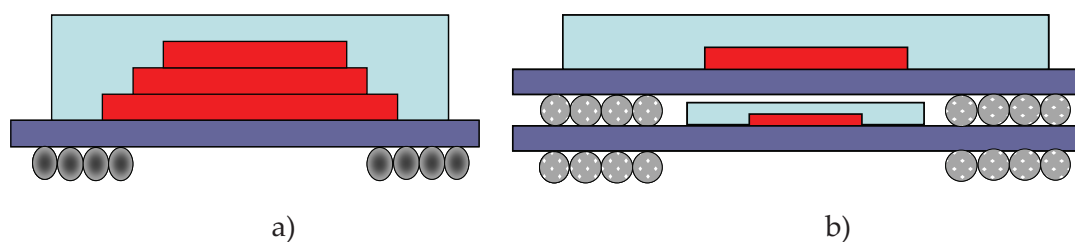


Figure 1-4 : Les packages 3D

- a) Le die-stacking
- b) Le package on package (PoP)

I.4. Conséquences de cette évolution

L'évolution des composants électroniques est à l'origine d'une vraie révolution des systèmes électroniques. En effet, la miniaturisation des transistors et la prise en compte de la verticalité du système ont permis de concevoir des systèmes plus petits et plus performants. De plus, la minimisation des interconnexions entre les composants a favorisé une meilleure fiabilité de fonctionnement des systèmes.

Toutefois, cette évolution technologique s'accompagne d'une nette augmentation de la densité de puissance au sein des composants électroniques. De plus, avec la montée en fréquence des circuits, cela se traduit par une augmentation de la consommation de

puissance et a fortiori par une baisse de la durée de vie des batteries, et donc une diminution de l'autonomie des systèmes nomades. Par ailleurs, une élévation de température induit une augmentation des courants de fuite et donc une augmentation de la puissance dissipée. En outre, cette augmentation de puissance engendre elle-même une élévation de la température du composant. Il existe donc une interdépendance entre l'augmentation de la puissance dissipée et l'élévation de la température comme le montre la Figure 1-5.

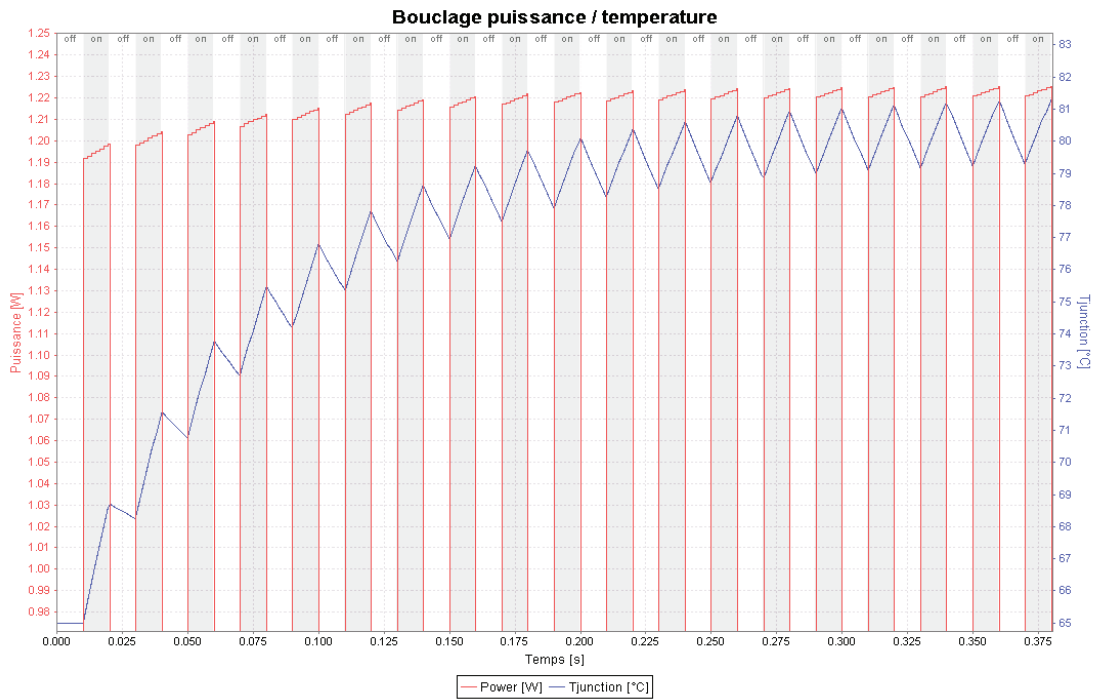


Figure 1-5 : Effet électrothermique

Cette figure montre la réponse en température d'un composant électronique excité par des créneaux périodiques de puissance. Le passage d'un état bas à un état haut de puissance provoque une élévation de température. Nous pouvons aussi constater que la puissance consommée augmente sur la durée de l'état haut avec la température. Les courbes de la Figure 1-5 ont été obtenues avec le logiciel commercial ACEplorer [ACE].

L'évolution des technologies a permis de concevoir des systèmes de plus en plus performants mais aussi de plus en plus complexes, dans lesquels se mêlent des contraintes mécaniques, électroniques, environnementales, thermiques et même économiques. Ces nombreuses spécifications amenuisent de plus en plus les marges de conception des composants.

II. Processus de conception d'un composant électronique

Le processus d'un composant électronique naît d'un besoin de créer une fonctionnalité spécifique du système, en respectant une liste de spécifications multi physiques et économiques (par exemple l'encombrement, le prix, la compatibilité électromagnétique, l'élévation de température...).

Le cycle de conception se décompose en trois étapes principales: le choix de l'architecture, l'implémentation, et la fabrication. Des analyses de performances à différents niveaux de conception permettent de vérifier le respect du cahier des charges et les éventuelles modifications à apporter. La Figure 1-6 illustre schématiquement ce cycle de conception. Le temps global de conception d'un tel composant est d'environ 18 mois.

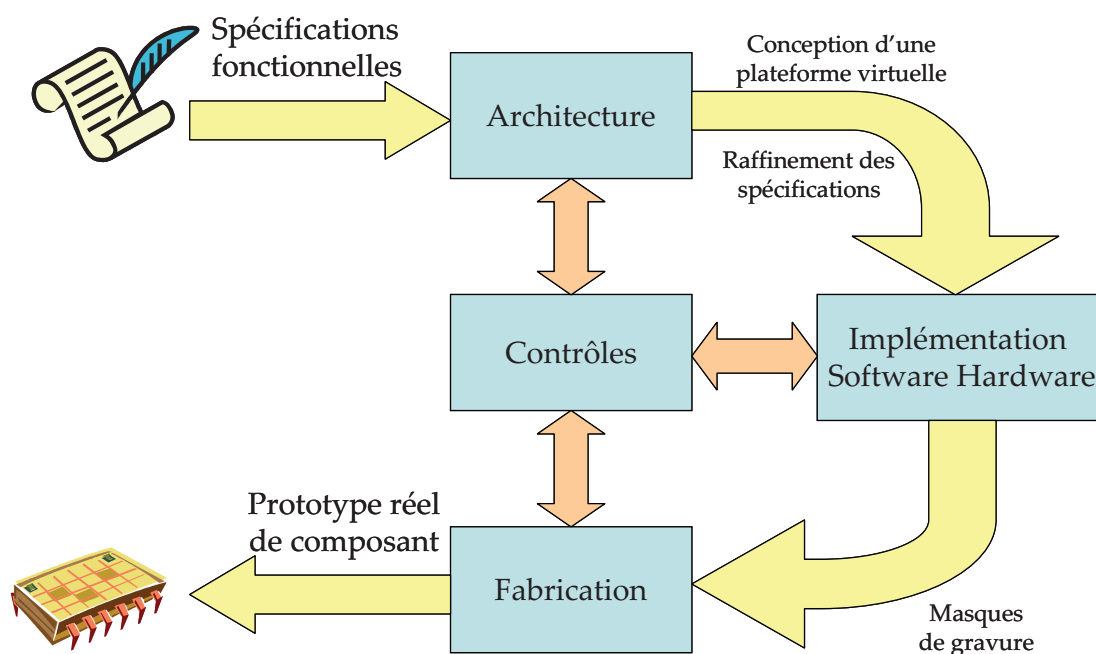


Figure 1-6 : Processus de conception d'un composant électronique

La phase d'architecture consiste à définir la structure du composant selon la fonction qu'il doit assurer et les contraintes qu'il doit respecter. Autrement dit c'est dans cette étape que l'on va déterminer le nombre de processeurs, la quantité de mémoire, le type de périphériques ou encore la finesse de gravure, nécessaires au bon fonctionnement du composant, et le placement de ces éléments dans le système. Bien que l'on n'ait que très peu de connaissances du système à ce stade de la conception, des premières estimations de consommation de puissance et d'élévation de température du composant sont effectuées. A

l'heure actuelle, les estimations de consommation de puissance sont déterminées majoritairement à l'aide de tableurs réalisés par l'ingénieur architecte. Ces tableurs permettent ainsi d'évaluer la puissance consommée par chaque élément du système par rapport à la structure choisie. Néanmoins, la gestion de base de données avec des tableurs est très complexe. La modélisation d'un système est basée sur une description hiérarchique de feuilles représentant des niveaux de description du système. Si une erreur est commise dans un bas niveau de description, il est donc très difficile de la localiser. De plus, la complexité des feuilles rend très difficile leur réutilisation et le transfert de compétences à l'aide de celles-ci. Par ailleurs, les systèmes devenant de plus en plus complexes, la structure hiérarchique des tableurs n'est plus appropriée. En effet, récemment un concepteur a voulu modéliser finement un système et a dépassé la limite maximale des cellules supportées par le tableur. Toutefois, de nouveaux produits émergent afin de répondre aux besoins des concepteurs afin de pouvoir estimer la consommation de puissance d'un système [ACE]. De surcroît, une première phase d'analyse thermique est également conduite à ce niveau du processus de conception. Basée sur l'estimation précédente de la consommation de puissance, l'étude thermique vise à déterminer un ordre de grandeur de la température maximale atteinte par le composant pour une configuration donnée. Des simulations assez simples, en régime stationnaires ou transitoire, sont ainsi réalisées sur des modèles thermiques afin d'estimer la température du composant. L'analyse thermique sera détaillée plus explicitement dans la partie suivante. Toutefois, l'étude d'architecture qui dure quelques mois, est assez approximative du fait du peu de connaissances sur le composant, et c'est pourtant d'elle que dépendent environ 80% des performances finales du composant [MEN-10]. A la fin de cette étude, en général, certaines spécifications fonctionnelles ne sont pas satisfaites par la structure choisie et un compromis des spécifications est alors décidé entre les intégrateurs et les concepteurs.

La seconde étape du processus de conception consiste à implémenter les fonctions de chaque élément de la structure du composant sur une plateforme logicielle. Cette plateforme modélise l'environnement d'implémentation de la fonction (microprocesseur, pic, FPGA...), qui permet de tester à très bas niveau d'abstraction, dans les conditions réelles, le fonctionnement des éléments du composant pour des scénarii élémentaires. L'étape d'implémentation aboutit à l'élaboration des masques de gravure qui déterminent le

placement des transistors sur le bloc de semi-conducteur couche par couche. Le jeu de masques a un coût très élevé (de l'ordre du million de dollars), il est donc conçu après maintes vérifications de la structure pour éviter tout risque de restructuration du composant qui modifierait le masque de gravure. La troisième étape du processus, quant à elle, consiste à fabriquer le composant réel. Ainsi, le motif des transistors est gravé par lithographie sur le bloc de semi-conducteur grâce aux masques de gravure issus de l'étape précédente. Plusieurs motifs sont gravés sur la surface du bloc de semi-conducteur. Le die est ensuite fixé au substrat du package par un adhésif, et les connexions électriques sont assurées par wirebonding, flip chip et/ou vias selon la technologie du package. Enfin, des mesures sont effectuées sur le composant réel afin de tester l'implémentation sur le composant réel, et de vérifier le respect des spécifications thermiques, électriques, électromagnétiques et mécaniques.

Cette présentation du processus a principalement souligné les approximations actuelles lors des analyses de puissance et d'élévation de température dans la phase d'architecture du cycle, pourtant déterminante pour les performances finales du composant. De plus, l'élaboration du jeu de masques de gravure coûte très cher. Il est donc primordial de raffiner la définition de l'architecture du composant permettant un respect des spécifications le plus tôt possible afin d'éviter un nouveau design de masques. Ainsi, dans la suite de ce manuscrit, nous nous focaliserons principalement sur l'analyse thermique des composants pendant l'étape d'architecture.

III. Rôle de l'analyse thermique dans le processus de conception d'un composant électronique

III.1. Généralités

III.1.a. Les transferts thermiques

Au niveau microscopique, la température d'un corps se définit comme une mesure de l'agitation de ses particules (atomes et molécules). Un transfert thermique intervient dès lors qu'il existe une différence de température dans un système. Le transfert thermique dans un corps correspond au transfert de cette agitation dans le système par chocs entre les particules. A un niveau macroscopique, le transfert thermique se traduit par la création d'un

flux de chaleur entre deux corps de température différente (du plus chaud vers le plus froid). On distingue trois modes de transferts thermiques : la conduction, la convection et le rayonnement, pouvant être combinés les uns aux autres [SAC-00].

Premièrement, le transfert par conduction est provoqué spontanément par un gradient de température dans un corps ou par la mise en contact de deux corps de température différente. Ce transfert se réalise sans déformation des corps et c'est le seul transfert thermique intervenant dans un solide ou par la mise en contact de deux solides. La Figure 1-7 illustre le transfert thermique dans un corps par conduction.

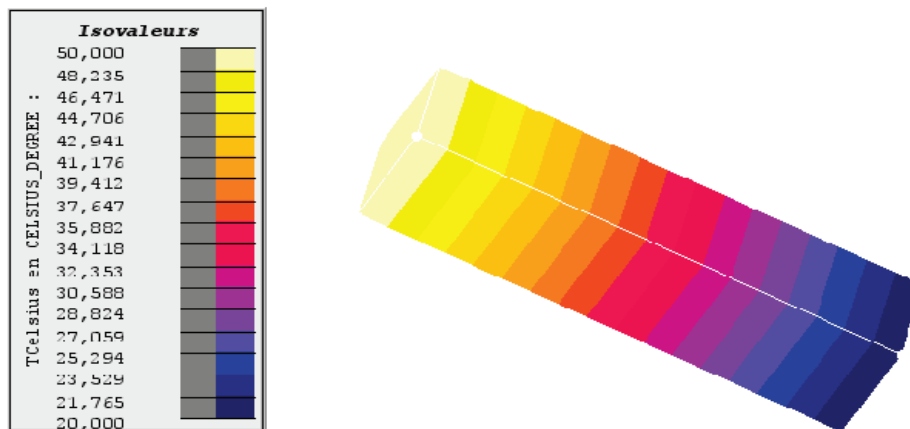


Figure 1-7 : Transfert thermique par conduction

Dans le cas d'un solide homogène et isotrope, la loi de Fourier (1-1) traduit la création de ce flux de chaleur par la présence d'un gradient thermique au sein du corps étudié :

$$\vec{\varphi}_{\text{conduction}} = -k S \cdot \vec{\text{grad}} T \quad (1-1)$$

Où $\varphi_{\text{conduction}}$ représente le flux de conduction en W à travers une surface S en m², k représente la conductivité thermique du matériau en W.m⁻¹.K⁻¹ et T représente le champ de température du corps en K.

Deuxièmement, le transfert par convection, par opposition à la conduction, implique un transfert de matière. Ce transfert a lieu dès lors qu'il existe une différence de température dans un fluide. Pour ce transfert thermique, on distingue le régime convectif naturel de celui dit forcé. La convection naturelle se crée spontanément par une différence de température dans un fluide. L'élévation de température du fluide provoque une modification de la masse

volumique de celui-ci et donc un mouvement du fluide le plus chaud vers le haut sous l'effet de la poussée d'Archimède. La convection forcée est provoquée par une circulation artificielle du fluide causée par une source extérieure (pompe, turbine, ...). La Figure 1-8 illustre le vecteur vitesse du fluide sous l'influence d'un phénomène de convection naturelle.

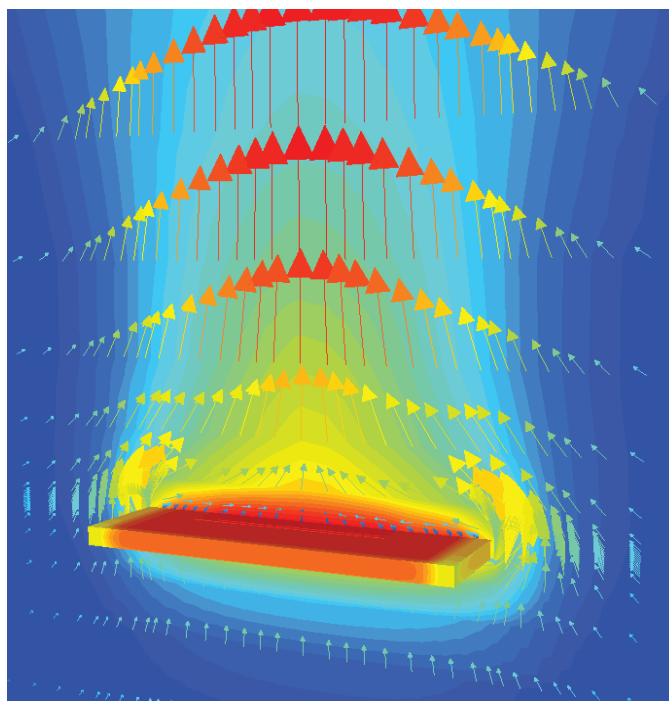


Figure 1-8 : Transfert thermique par convection

Enfin, le rayonnement thermique est un transfert thermique entre deux corps séparés par un milieu transparent comme l'air ou le vide. Dès lors que la température d'un corps est au dessus du zéro absolu, il émet des ondes électromagnétiques. Ainsi, tout corps joue un rôle de source et de récepteur. Le spectre correspondant au rayonnement thermique est représenté dans la Figure 1-9 :

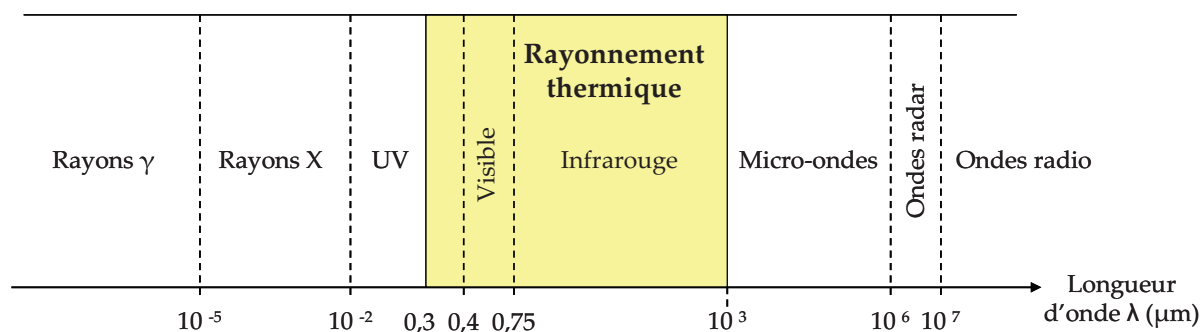


Figure 1-9 : Spectre électromagnétique

Le corps source transforme de l'énergie calorifique en un rayonnement électromagnétique qui se propage dans le milieu transparent. Au contact du récepteur, l'onde est transformée en partie, par absorption, en énergie calorifique, l'autre partie est réfléchiée ou transmise. Le flux de chaleur créé par rayonnement est donné par la loi de Stefan-Boltzmann (1-2):

$$\varphi_{\text{rayonnement}} = \varepsilon S \sigma (T_{\text{surface}}^4 - T_{\text{ambient}}^4) \quad (1-2)$$

Où $\varphi_{\text{rayonnement}}$ représente le flux de chaleur dû au rayonnement en W, ε représente l'émissivité du matériau (coefficient sans unité qui est compris entre 0 et 1 selon l'état de surface du matériau, il vaut 1 pour un corps noir entièrement absorbant), S représente la superficie du corps soumis au rayonnement, σ représente la constante de Stefan-Boltzmann ($\sigma=5.6703.10^{-8} \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-4}$), T_{surface} représente la température de la surface du corps soumise au rayonnement en K et T_{ambient} représente la température du milieu ambiant en K.

L'expression du flux de chaleur créé par le rayonnement est donnée par l'équation (1-2) n'est en réalité valable que dans le cas d'un corps gris placé dans un milieu semi-infini. Néanmoins, cette formule est majoritairement utilisée pour calculer le flux de chaleur radiatif sur la surface d'un système.

III.1.b. Modèle physique d'un système thermique

L'évolution temporelle du champ de température d'un système solide dans un domaine fini Ω est déterminée par l'équation de la chaleur (1-3). Cette équation est issue d'un bilan d'énergie du système dans ce domaine et traduit la conservation du flux thermique dans le système.

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} + \text{div}(-\overrightarrow{k} \cdot \text{grad} T) = Q \quad (1-3)$$

Avec ρ la masse volumique du matériau en kg.m^{-3} , C_p la chaleur spécifique du matériau en $\text{J.kg}^{-1}.\text{K}^{-1}$, k la conductivité thermique du matériau en $\text{W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$, T le champ de température du corps en K et Q la puissance volumique du système en W.m^{-3} .

La résolution de l'équation de la chaleur (1-3) nécessite la détermination de conditions initiales et de conditions aux limites sur le domaine. On considère la distribution de température $T(x, y, z, t = 0s) = T^0(x, y, z)$ comme condition initiale.

Les conditions aux limites sur le domaine peuvent être de différents types. Premièrement, les conditions de Dirichlet permettent d'imposer une distribution de température $T_i(x,y,z)$ sur une frontière Γ_i (1-4).

$$T(x, y, z) = T_i(x, y, z), \forall p(x, y, z) \in \Gamma_i \quad (1-4)$$

Deuxièmement, les conditions de Neumann, quant à elles, permettent d'imposer un flux normal sur une frontière. Ce flux peut être de type source de chaleur, conductif, radiatif, convectif ou une combinaison des quatre formes de flux. S'il y a une mise en contact du système solide avec un autre solide de température différente, le flux surfacique à l'interface Γ_c s'écrira selon l'équation (1-1). De même, si le flux à l'interface Γ_r est de type radiatif, ce flux s'exprimera selon l'équation (1-2). Si, le flux est de type source de chaleur, alors il s'exprime selon (1-5) :

$$\varphi(t) = P(t) \quad (1-5)$$

Où P représente la puissance dissipée par l'interface au cours du temps et s'exprime en watts (W). Enfin, si l'interface échange de la chaleur avec un fluide par convection, on assimile le flux de convection $\varphi_{\text{convection}}$ à un flux proportionnel à la différence de température entre le solide et le fluide (1-6).

$$\varphi_{\text{convection}} = h.S(T_{\text{interface}} - T_{\text{ambient}}) \quad (1-6)$$

Où $\varphi_{\text{convection}}$ représente le flux de convection en W à travers la surface S en m^2 , $T_{\text{interface}}$ représente la température de la surface du système en K et T_{ambient} représente la température du milieu ambiant (fluide) en K. Le coefficient d'échange thermique h traduit de manière empirique les échanges de chaleur d'un système avec l'extérieur. Il dépend de la nature du fluide, de sa température et du type d'écoulement. Le coefficient h s'exprime en $W.m^{-2}.K^{-1}$. On peut remarquer que si $h=0$, la surface est isolée et on se rapporte à l'équation (1-5) avec $Q=0$, et que si $h \rightarrow \infty$, on se rapporte à une condition de Dirichlet (1-4).

III.2. Risques liés à une élévation de température

L'augmentation de la densité de puissance au sein des composants est à l'origine d'une forte élévation de la température, pouvant provoquer des dysfonctionnements du circuit voir même un endommagement du composant.

En effet, la condensation des transistors sur le die provoque des gradients thermiques et des points chauds locaux (hot spots) sur la surface de gravure dans certaines configurations de fonctionnement pouvant causer un stress thermique et mécanique, altérant la fiabilité des circuits. Ce stress mécanique peut parfois causer une déformation du package (Figure 1-10-a), particulièrement dans les coins [VAN-09]. En outre, la présence de matériaux avec des coefficients de dilatation thermique différents dans le composant peut provoquer des fissures de certaines parties du package ou dans les connecteurs (Figure 1-10-b). Par ailleurs, les gradients thermiques sur le die induisent des retards dans les portes logiques, limitant ainsi les performances du circuit (baisse de tenue en tension, augmentation des courants de fuite, augmentation des pertes...).

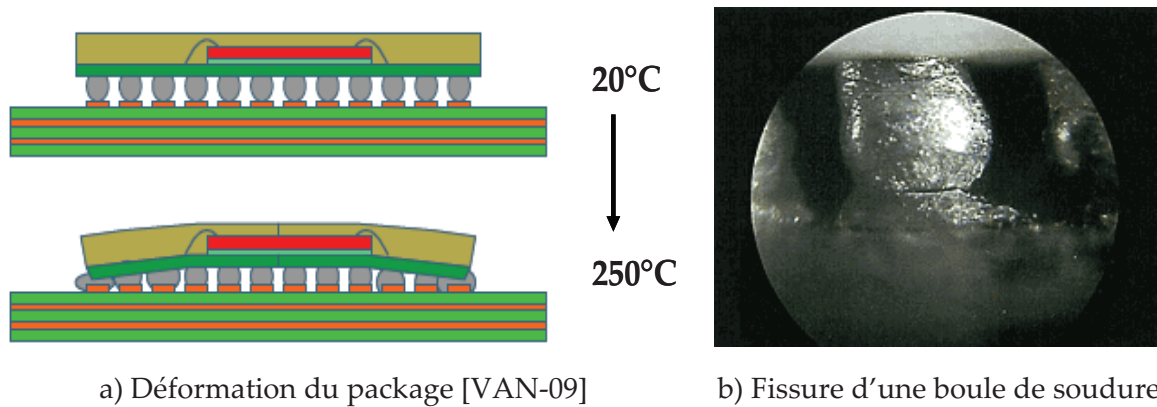


Figure 1-10 : Exemples de déformations d'un composant électronique dues à un échauffement du composant

De plus, une forte élévation de température cause une augmentation de la puissance consommée, par phénomène électrothermique et donc une surconsommation du système pouvant générer un endommagement du composant par emballement thermique [VAS-05]. Enfin, les fréquences élevées d'utilisation des circuits et les fortes températures atteintes par celui-ci créent des cycles thermiques, de forte amplitude, qui diminuent le temps de vie d'un système [BOU-08, PIE-09].

Ainsi, pour limiter ces risques de défaillances, les ingénieurs doivent effectuer des simulations thermiques du composant dès la phase d'architecture.

III.3. L'analyse thermique actuelle dans le flot de conception

Un système électronique est composé d'éléments à des échelles très différentes. En effet, un tel système est composé de cartes électroniques sur lesquelles sont soudés des composants électroniques. A l'intérieur de ces composants, des transistors sont gravés sur un substrat de silicium. Mais tous ces éléments ont des ordres de grandeur bien distincts, et les phénomènes thermiques prédominants sont eux aussi différents d'une échelle à l'autre. L'analyse thermique d'un tel système nécessite dès lors une analyse pour chaque grandeur d'échelle. L'analyse thermique d'un élément comporte des hypothèses d'étude propres à l'échelle de travail, et correspond aujourd'hui à un métier. L'intérêt d'une analyse thermique est propre à chaque élément, et donc à chaque échelle, du système.

III.3.a. Différents niveaux de modélisation thermique

Ainsi, plusieurs niveaux de modélisation thermique existent et à chaque niveau les ingénieurs étudient des phénomènes complémentaires. Pour chaque niveau de modélisation, des hypothèses sont établies et ne sont valables que pour ce niveau de modélisation. On distingue classiquement quatre niveaux de modélisation thermique : die, package, board et système.

Le **niveau die** est une modélisation thermique détaillée du die afin d'identifier les hot spots sur le die et vérifier la fiabilité du circuit en terme de retards et d'intégrité des signaux. La finesse de modélisation peut aller du transistor (une dizaine de nanomètres) à une modélisation du die couche par couche comprenant les interconnexions entre les couches (de l'ordre de 100 μm). A cette échelle, seul le transfert par conduction intervient et l'environnement du die est modélisé par des coefficients d'échange thermique appliqués sur les différentes surfaces d'échange du die. Cette finesse de modélisation est généralement utile en fin de chaîne de conception du circuit afin de vérifier les spécifications thermiques et électroniques.

Le niveau die contient un sous-groupe appelé **niveau de modélisation architectural**. Ce niveau de modélisation représente une vue macroscopique d'un die, à l'aide de blocs fonctionnels dissipateurs de puissance, représentant un ensemble de transistors (Figure 1-11). Ce niveau de modélisation est utilisé dès la phase d'architecture afin d'estimer une élévation de température assez locale du circuit, ne connaissant que très peu d'informations

sur celui-ci. De plus, une telle représentation permet d'évaluer l'élévation de température pour un placement donné des blocs fonctionnels sur le die, et d'explorer l'évolution de cette température en modifiant le placement des blocs. Cependant, la configuration optimale, permettant de dissiper le plus de chaleur, peut ne pas être réalisable à cause des interconnexions électriques entre les blocs. Toutefois, cette étude permet de prendre en compte l'aspect thermique dans l'optimisation du placement des éléments sur un die.

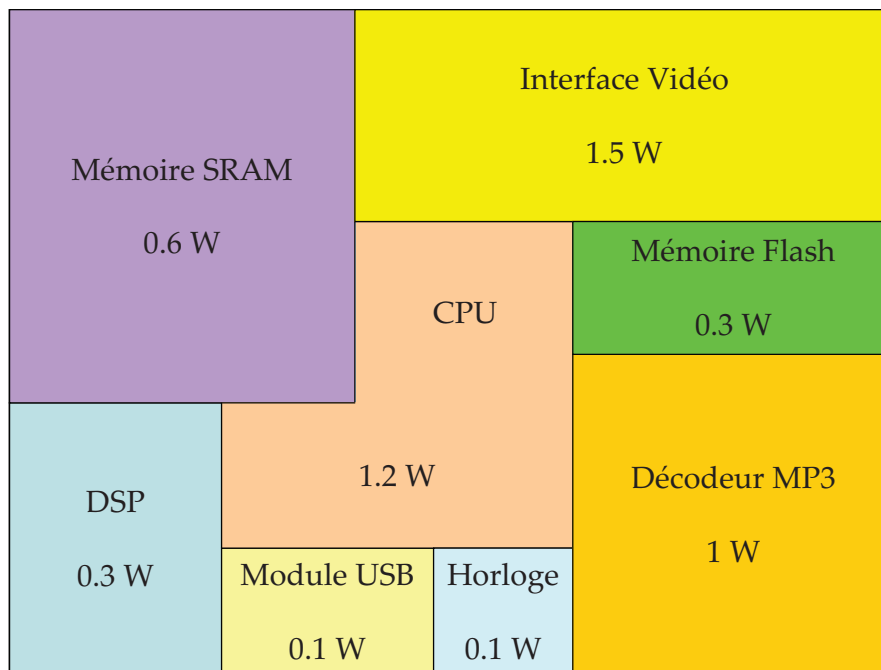


Figure 1-11 : Exemple de floorplan

Le **niveau package** est un niveau de modélisation plus abstrait à une échelle un peu plus grande, de l'ordre du centimètre. A ce niveau, un fabricant de package peut simuler l'efficacité thermique globale d'un package en utilisant des modèles simples de die et de PCB. A cette échelle, seule la conduction est prise en compte. Là encore, la convection est modélisée sur les surfaces d'échange du package par un coefficient d'échange thermique.

Le **niveau PCB**, plus dédié aux intégrateurs de circuits, permet d'identifier des hot spots sur la carte électronique et d'explorer des configurations de placement des composants sur le PCB. A cette échelle, le board est modélisé couche par couche et les packages sont en général représentés par un volume ou une surface dissipatrice de puissance uniforme. A ce niveau, le phénomène de conduction reste prépondérant dans la majorité des cas.

Néanmoins, les phénomènes de convection et de rayonnement peuvent avoir une influence non négligeable sur le comportement thermique des systèmes modélisés.

Enfin, le **niveau système** dédié aussi aux intégrateurs est utilisé afin de dimensionner les systèmes de refroidissement pour respecter les spécifications thermiques du système. Le Tableau 1 résume les caractéristiques des différents niveaux de modélisation thermique.

Niveau de modélisation	Die		Package	PCB	Système
		Architectural			
Buts de la modélisation	Identification de hot spots Vérification fonctionnelle Respect des spécifications	Identification de hot spots Placement Raffinement des estimations de consommation	Caractérisation thermique Optimisation du design pour la diffusion de chaleur	Identification de hot spots sur le PCB Placement	Dimensionnement de systèmes de refroidissement
Finesse de modélisation	[10nm,100µm]	[50µm,5mm]	[2mm,1cm]	[0.5cm,5cm]	≥ 5cm
Hypothèses de modélisation	Modèle conductif + Coefficients d'échange (HTC)	Modèle conductif + HTC Ou Simple modèle de package	Modèle conductif + HTC Simples modèles de die et de PCB	Modèle conductif + HTC + Simple modèle de package	Conduction, convection et rayonnement

Tableau 1 : Niveaux de modélisation thermique

On peut remarquer que les délimitations de finesse de modélisation ne sont pas très précises et ne marquent pas de frontières nettes entre les niveaux. En effet, cette classification donne un ordre de grandeur des échelles, mais ne permet en aucun cas d'associer un niveau de modélisation thermique à une finesse de modélisation donnée.

III.3.b. Analyse thermique partitionnée

La conception d'un système électronique complexe est répartie par niveaux d'intégration. En effet, l'intégrateur qui conçoit le système, donne des spécifications à une entreprise de design de circuit électronique. Cette dernière donne ensuite un cahier des charges à un fabricant de package spécifiant l'encombrement, les connexions électriques...

De ce fait, chaque équipe de conception construit son propre modèle thermique d'intérêt. Cependant, les différences d'échelle entre les différents niveaux de modélisation thermique rendent très difficile la conception d'un modèle multi niveaux. De plus, chaque niveau de modélisation a son propre outil de construction de modèle thermique et ces modèles sont construits suivant les hypothèses de modélisation du niveau. Dès lors, une communication des modèles devient difficile tout au long de la chaîne de conception d'un système complet.

III.4. Proposition d'un cahier des charges sur les modèles thermiques

Comme cela a été précisé dans le paragraphe II, l'étape de conception power architecture est déterminante quant aux performances futures du système. Malgré les faibles connaissances sur le système, différentes analyses sont effectuées afin de vérifier ou discuter des spécifications du futur produit. Parmi ces analyses, le processus de caractérisation thermique permet d'évaluer, par simulations de modèles thermiques, l'élévation de température pour une structure et un scénario de fonctionnement donnés, et de trouver une structure engendrant un échauffement minimal du composant. Afin d'accélérer au maximum ce processus de caractérisation, les modèles thermiques doivent être rapides à simuler.

Par ailleurs, nous avons vu que les systèmes complexes sont constitués d'éléments à des échelles très différentes et la méthodologie de conception actuelle ne permet pas de construire des modèles thermiques utilisables sur plusieurs niveaux de modélisation thermique. De plus, la non homogénéité entre les modèles des différents niveaux de modélisation rend très difficile un échange de modèles entre les niveaux.

Ainsi, nous devons explorer ces deux axes de recherche afin de trouver le meilleur compromis entre des modèles thermiques utilisables dès la phase de conception power architecture, et donc rapides à simuler, et des modèles multi niveaux.

Pour résumer le besoin, les modèles thermiques doivent respecter le cahier des charges suivant. Premièrement, afin de décrire convenablement le comportement thermique d'un système, les modèles doivent respecter les principes de la thermodynamique [SAB-03]. Deuxièmement, les modèles doivent être dynamiques afin de réaliser des simulations

transitoires plus réalistes. De plus, les constantes de temps au niveau puissance et température sont très différentes. Ainsi, une évaluation stationnaire de la température sur un créneau de puissance fausserait largement les résultats de simulation, et pourrait provoquer ainsi un mauvais dimensionnement du système. Troisièmement, plusieurs sources de puissance peuvent être appliquées sur les modèles pour être utilisés aux niveaux power architecture (floorplan) et PCB (plusieurs packages sur un board). Quatrièmement, afin de minimiser le temps de simulation, ces modèles doivent avoir un nombre minimal d'inconnues. Enfin, pour être échangés et réutilisables dans diverses configurations d'étude, les modèles doivent être homogènes et indépendants des conditions aux limites.

Ainsi, nous allons rechercher dans les modèles thermiques existants, ceux susceptibles de répondre au cahier des charges précédent.

Chapitre 2 : Etat de l'art sur les modèles thermiques

I. Analogie thermoélectrique

Dans l'étude des transferts thermiques, les modèles sont majoritairement basés sur une analogie entre les lois thermique et électrique. De ce fait, un problème thermique peut être résolu avec les lois bien connues de l'électricité. On peut alors définir des éléments passifs (R, C) pour décrire le comportement thermique d'un système.

I.1. Eléments passifs

I.1.a. Eléments dissipatifs R

Prenons l'exemple simple d'une barre de matériau conducteur, isolée, de conductivité thermique k , de section S et de longueur l sur laquelle des températures différentes T_1 et T_2 sont imposées de part et d'autre, avec $T_1 > T_2$. Il se crée alors un flux conductif φ dans le solide de la face la plus chaude vers la face la plus froide.

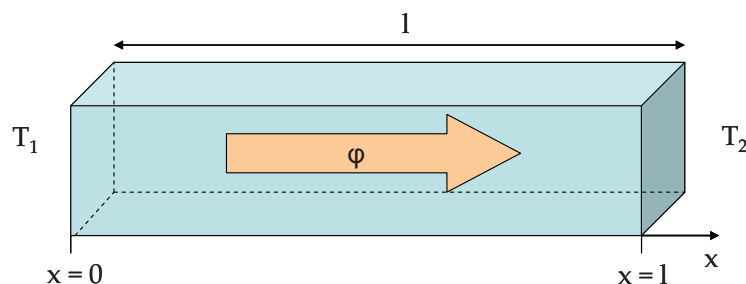


Figure 1-12 : Conducteur thermique

La loi de Fourier (1-1) permet d'exprimer le flux de conduction traversant le conducteur. Dans ce cas précis, le flux thermique est unidirectionnel suivant l'axe x . La loi de Fourier s'écrit :

$$\varphi = -kS \cdot \frac{\partial T}{\partial x} \quad (1-7)$$

On intègre (1-7) entre $x=0$ et $x=l$. En réorganisant l'équation, il vient :

$$\frac{(T_1 - T_2)}{\varphi} = \frac{l}{kS} = R_{th} \quad (1-8)$$

Par analogie avec la loi d'Ohm (1-9), l'équation (1-8) est aussi appelée loi d'Ohm thermique et nous permet de définir la notion de résistance thermique R_{th} . Cette résistance thermique est alors exprimée en $K.W^{-1}$.

$$\frac{\Delta V}{I} = R \quad (1-9)$$

Où ΔV désigne la différence de potentiels aux bornes d'un conducteur ohmique en volts (V), I représente le courant le traversant en ampères (A) et R la résistance électrique du conducteur en ohms (Ω).

L'équation (1-8) montre que l'on peut modéliser le flux de conduction à travers un solide en fonction d'une résistance thermique et du gradient de température dans le solide. D'une manière similaire, on peut définir une résistance thermique de convection pour modéliser le contact entre le fluide et le solide. Par analogie, la résistance de convection s'écrit donc :

$$R_{convection} = \frac{(T_{interface} - T_{ambient})}{\Phi_{convection}} = \frac{1}{hS} \quad (1-10)$$

I.1.b. Eléments de stockage d'énergie potentielle C

De la même manière, une analogie existe entre les capacités électriques et thermiques. Considérons un accumulateur thermique de chaleur massique C_p , de volume V et de masse volumique ρ , recevant un flux de chaleur ϕ_1 et restituant un flux de chaleur ϕ_2 pendant un temps dt . Un bilan d'énergie du système pendant le temps dt nous donne l'évolution temporelle de la température T de l'accumulateur selon:

$$\phi(t) = \phi_1(t) - \phi_2(t) = \rho C_p V \frac{dT}{dt} \quad (1-11)$$

Considérons à présent une capacité électrique C , traversée par un courant i , en parallèle avec une source de tension u (Figure 1-13).

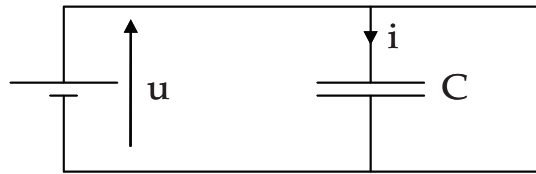


Figure 1-13 : Capacité électrique

L'évolution temporelle du courant i traversant la capacité est alors donnée par l'équation (1-12):

$$i(t) = C \frac{du}{dt} \quad (1-12)$$

Par analogie, on peut donc introduire la notion de capacité thermique C_{th} , exprimée en $J.K^{-1}$, et donnée par :

$$C_{th} = \rho C_p V \quad (1-13)$$

I.2. Modélisation thermique par circuit RC

Les paragraphes précédents ont permis de montrer une analogie entre les grandeurs électriques et thermique. Le Tableau 2 résume l'analogie entre ces deux domaines.

Domaine	Electrique	Thermique
Variable d'état	Potentiel électrique (V)	Température (K)
Flux	Courant (A)	Flux thermique (W)
Résistance	Résistance électrique (Ω)	Résistance thermique ($W.K^{-1}$)
Capacité	Capacité électrique (F)	Capacité thermique ($J.K^{-1}$)
Loi d'Ohm		
	$V_1 - V_2 = R I$	$T_1 - T_2 = R_{th} \phi$
Stockage de flux		

Tableau 2 : Analogie électrique thermique

Ainsi, cette analogie permet de décrire un système thermique avec des éléments passifs thermiques pouvant être assimilés à des résistances et des capacités. De façon analogue au domaine électrique, les composants thermiques résistifs et capacitifs peuvent être associés en série ou en parallèle pour former un réseau de résistances et de capacités thermiques.

Par ailleurs, les lois de Kirchhoff (loi des nœuds et loi des mailles) utilisées pour résoudre les circuits électriques sont aussi valables en thermique. La résolution d'un système thermique s'assimile donc à la résolution d'un circuit RC électrique.

II. Modèles thermiques existants

Plusieurs modèles existants permettent de simuler le comportement thermique d'un système. La plupart de ces modèles forment des réseaux de résistances et éventuellement de capacités thermiques et utilisent l'analogie thermoélectrique pour la résolution du système. Dans les paragraphes suivants, nous allons explorer les modèles thermiques existants pouvant répondre aux deux axes de recherche cités dans la partie I.3.d. Dans un premier temps, nous étudierons donc les modèles permettant de simuler rapidement le comportement thermique d'un composant électronique. Puis, dans un second temps, nous étudierons les modèles multi niveaux, pouvant représenter un système quelque soit son niveau de modélisation thermique.

II.1. Les modèles rapides à simuler

Plusieurs modèles existent afin de simuler rapidement le comportement thermique de composants électroniques. Ces dernières années, les recherches sur la modélisation thermique ont été orientées afin de rendre accessible la simulation thermique dès le début de la chaîne de conception. Ces modèles sont donc particulièrement adaptés aux niveaux de modélisation architectural, package et PCB.

II.1.a. Modèles empiriques

La phase d'analyse thermique vise à évaluer la température maximale atteinte par le composant dans ses configurations critiques d'utilisation. Le plus souvent l'évaluation de cette température ponctuelle atteinte par le composant est lissée par le calcul d'une

température surfacique, moins coûteuse. Cette température appelée aussi température de jonction T_j , correspond à la température moyenne de la surface supérieure du die.

La résistance thermique jonction-to-ambient R_{ja} est un paramètre physique qui permet de quantifier la capacité d'un système à évacuer la chaleur dissipée à sa jonction dans un environnement standard. Comme le précise le standard JEDEC [JED-95], ce paramètre est destiné à comparer les packages entre eux. Plus un package a une résistance jonction-to-ambient faible et plus il a de facilités à évacuer la chaleur qui est produite à sa jonction, et plus l'accroissement de sa température de jonction sera faible pour une puissance donnée. La Figure 1-14 illustre la résistance R_{ja} d'un package au sein duquel un die dissipe une puissance Q sur sa surface de jonction dans un environnement à la température ambiante T_a .

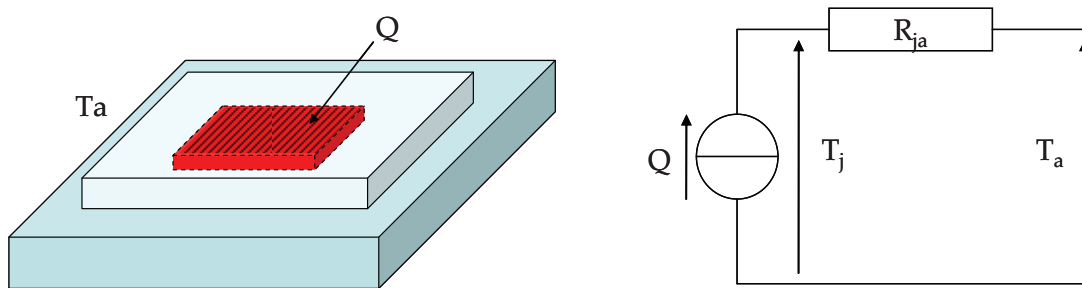


Figure 1-14 : Résistance jonction-to-ambient d'un package

De la même manière d'autres résistances thermiques caractéristiques du package ont été définies par JEDEC [JED-05]. Ces résistances jonction-to-case R_{jc} et jonction-to-board R_{jb} caractérisent la dissipation de la chaleur produite à la jonction vers le haut du package (case) et vers le PCB (board).

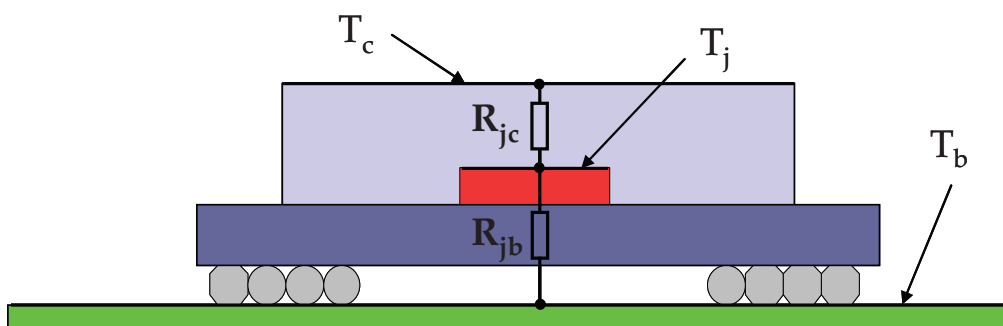


Figure 1-15 : Résistances thermiques jonction-to-case et jonction-to-board

Les résistances R_{ja} , R_{jb} et R_{jc} sont déterminées en mesurant les températures de jonction et les températures de surface supérieure du package et du board. Les températures sur le

package et sur le board peuvent être mesurées à l'aide de thermocouples ou par caméra thermique, mais il est plus difficile de mesurer la température de jonction. Néanmoins, sur certains composants, une pin est réservée afin de mesurer la température de jonction du composant pendant son fonctionnement. Par ailleurs, il existe des composants de test thermiques permettant de mesurer cette température de jonction à l'aide de diodes [TEA-01, MIC].

Ces modèles sont des indicateurs de référence pour les fabricants de package et les intégrateurs. Bien que très réducteurs du comportement thermique réel du composant [BAR-89], [LAS-95], ils sont utilisés dans la majorité des cas. Premièrement, ces modèles sont déterminés dans des conditions de mesure précises, spécifiées par le standard JEDEC [JED-95, JED-05]. Ils sont donc valides uniquement dans ces conditions environnementales. De plus, ces modèles étant uniquement résistifs, ils ne permettent qu'une estimation de température au régime stationnaire. Enfin, seules quelques températures surfaciques sur la jonction et le package peuvent être estimées.

II.1.b. Modèles analytiques

Les modèles analytiques, basés sur des outils mathématiques, permettent également de simuler rapidement le comportement thermique d'un système électronique. Les modèles analytiques sont assez lourds à mettre en œuvre et de ce fait, ces modèles ne sont utilisés que pour représenter le comportement thermique de systèmes simples. Parmi les modèles analytiques les plus utilisés, on présentera :

- Les modèles FFT basés sur le développement en séries de Fourier
- Les modèles de Green, utilisant les fonctions de Green
- Les modèles ATMI basés sur le principe de superposition et la méthode des images
- Les modèles HotSpot basés sur l'expression analytique des résistances et capacités thermiques

II.1.b.i Modèles FFT

Les modèles FFT permettent de résoudre de manière théorique l'équation de la chaleur dans le cas de systèmes à géométries simples [LIN-72]. Ces modèles sont donc particulièrement dédiés au niveau de modélisation architectural. Le modèle analytique FFT

est basé sur un développement en séries de Fourier en deux dimensions. Prenons, l'exemple d'un die multi sources pour illustrer le modèle FFT (Figure 1-16).

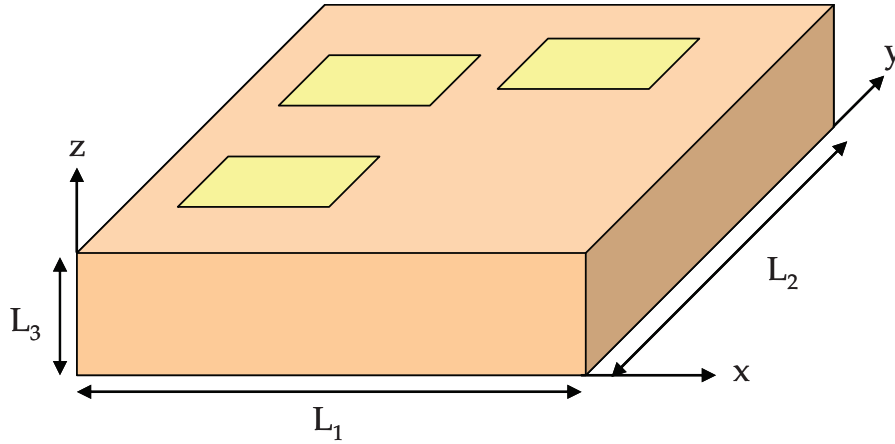


Figure 1-16 : Die multi sources

Premièrement, supposons que le die est homogène et isotrope. L'équation de la chaleur décrivant le comportement thermique du die au cours du temps s'écrit alors :

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} + k \operatorname{div}(\overrightarrow{\operatorname{grad}} T) = Q \quad (1-14)$$

De plus, on suppose que les parois latérales du die sont adiabatiques et qu'une température nulle est imposée sur la surface inférieure. On a alors les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial T}{\partial x}\right)_{(x=0, L_1)} &= 0 & \left(\frac{\partial T}{\partial y}\right)_{(y=0, L_2)} &= 0 \\ k \left(\frac{\partial T}{\partial z}\right)_{(z=L_3)} &= Q(x, y, t) & T(x, y, z=0, t) &= 0 \end{aligned} \quad (1-15)$$

La solution de l'équation (1-14) est construite comme un développement en séries de Fourier 2D avec des coefficients dépendant exponentiellement de la coordonnée z. Cette solution s'écrit sous la forme :

$$T(x, y, z, t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\cos\left(m\pi \frac{x}{L_1}\right) \cos\left(n\pi \frac{y}{L_2}\right) (A_{mn} \exp(\gamma z) + B_{mn} \exp(-\gamma z)) \exp(j\omega t) \right) \quad (1-16)$$

Avec γ défini tel que :

$$\gamma^2 = \left(\frac{m\pi}{L_1}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_2}\right)^2 + j\omega \frac{\rho C_p}{k} \quad (1-17)$$

Les coefficients A_{mn} et B_{mn} sont déterminés grâce aux conditions aux limites (1-15).

Ainsi, dans notre cas, si $z=0$, l'équation (1-16) donne:

$$A_{mn} + B_{mn} = 0 \quad (1-18)$$

De la même manière, si $z=L_3$, on a la relation :

$$\gamma k(A_{mn} \exp(\gamma L_3) - B_{mn} \exp(-\gamma L_3)) = P_{mn} \quad (1-19)$$

Où P_{mn} représente les coefficients du développement en série de Fourier 2D de la densité de puissance $Q(x,y)\exp(j\omega t)$.

$$P_{mn} = \frac{4}{L_1 L_2 (\delta_m + 1)(\delta_n + 1)} \int_0^{L_1} \int_0^{L_2} Q(x,y) \cos\left(m\pi \frac{x}{L_1}\right) \cos\left(n\pi \frac{y}{L_2}\right) dy dx \quad (1-20)$$

Avec δ représentant le symbole de Kronecker. Les équations (1-18) et (1-19) permettent donc d'identifier les inconnues A_{mn} et B_{mn} .

Des travaux plus récents ont généralisé cette approche à des géométries multi couches et ont abouti sur le développement d'un logiciel appelé THERMAN [CSE-98, SZE-00]. Toutefois, ces modèles restent limités aux systèmes isolés sur les faces latérales.

II.1.b.ii Modèles de Green

Un modèle analytique basé sur la méthode des fonctions de Green a été développé afin de calculer l'élévation de température d'un système à géométrie simple, pendant le régime transitoire [ALE-02, COL-01]. Dans le cas d'un solide homogène et isotrope dissipant une puissance Q , l'équation de chaleur s'écrit sous la forme :

$$\frac{1}{\alpha} \frac{\partial T(\vec{r}, t)}{\partial t} + \Delta T(\vec{r}, t) = \frac{Q(\vec{r}, t)}{k} \quad (1-21)$$

Où α représente le coefficient de diffusivité du matériau $\left(\alpha = \frac{k}{\rho C_p}\right)$ avec k la conductivité du matériau, ρ sa masse volumique, et C_p sa chaleur spécifique. Le coefficient de diffusivité du matériau α s'exprime en m^2/s . T représente la température le champ de

température du solide et Q la puissance dissipée par le solide. La solution de l'équation (1-21) par utilisation de fonctions de Green s'écrit comme une somme de trois termes :

$$\theta(\vec{r}, t) = \theta_{in}(\vec{r}, t) + \theta_g(\vec{r}, t) + \theta_{bc}(\vec{r}, t) \quad (1-22)$$

Où θ représente l'élévation de température du solide par rapport à la température du milieu ambiant.

$$\theta(\vec{r}, t) = T(\vec{r}, t) - T_{ambiant} \quad (1-23)$$

Le premier terme θ_{in} dépend des conditions initiales et est donné par :

$$\theta_{in}(\vec{r}, t) = \int_{\Omega} G(\vec{r}, \vec{u}, t, 0) \theta(\vec{u}, t = 0) d\Omega \quad (1-24)$$

Où Ω représente le volume du solide et G représente une fonction de Green. Des précisions sur les fonctions de Green sont données dans la référence [KUN-06].

Le second terme θ_g représente la dissipation de la chaleur dans le solide et est donné par :

$$\theta_g(\vec{r}, t) = \int_0^t \int_{\Omega} \frac{1}{\rho C_p} G(\vec{r}, \vec{u}, t, \tau) Q(\vec{u}, \tau) d\Omega dt \quad (1-25)$$

Enfin le dernier terme représente la contribution des conditions aux limites et s'exprime selon :

$$\theta_{bc}(\vec{r}, t) = \sum_i \left(\int_0^t \int_{\Gamma_i} \frac{\varphi_i(\vec{u}, \tau)}{k} G(\vec{r}, \vec{u}, t, \tau) d\Gamma dt \right) - \sum_j \left(\int_0^t \int_{\Sigma_j} \theta_j(\vec{u}, \tau) \frac{\partial G(\vec{r}, \vec{u}, t, \tau)}{\partial n_j} d\Sigma dt \right) \quad (1-26)$$

Où les conditions aux limites sur les frontières Γ_i sont du type flux imposé φ_i ou coefficient d'échange appliqué et les conditions aux limites sur les frontières Σ_j sont du type température imposée θ_j .

Toutefois, ces modèles ne sont dédiés que pour les systèmes à géométrie simple, homogènes et isotropes.

II.1.b.iii Modèles ATMI

Les modèles ATMI (Analytical model of Temperature in Microprocessor) permettent de calculer la température au cours du temps, en tout point d'une région source d'un

système [MIC-05]. Ces modèles sont dédiés pour les systèmes à géométrie simple, de type empilement de couches, homogènes et isotropes (Figure 1-17).

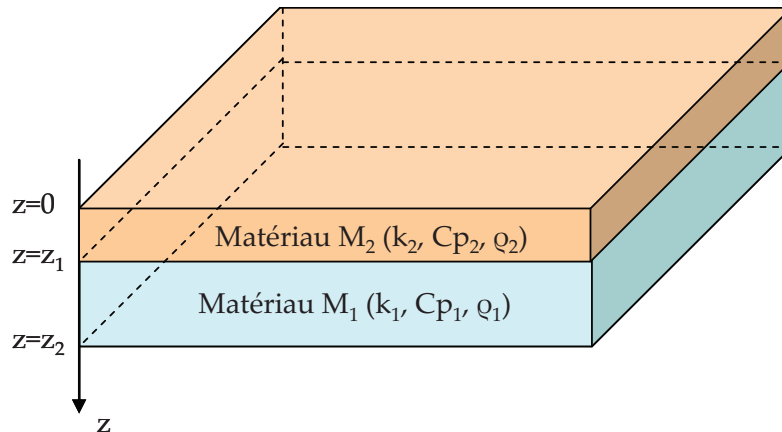


Figure 1-17 : Modèle double couches

Dans ce cas, l'équation de la chaleur s'exprime selon l'équation (1-21). Les modèles ATMI reposent sur trois notions :

Premièrement, les modèles sont linéaires. Cela signifie que si les températures $T_1(x, y, z, t)$ et $T_2(x, y, z, t)$ sont respectivement les réponses en températures du système pour des dissipations de puissance surfaciques $q_1(x, y, t)$ et $q_2(x, y, t)$, alors la réponse en température du système dissipant une puissance $q(x, y, t) = q_1(x, y, t) + q_2(x, y, t)$ est $T(x, y, z, t) = T_1(x, y, z, t) + T_2(x, y, z, t)$. Cette propriété définit le principe de superposition. Ainsi, on peut calculer la température du système générée par une source ponctuelle et retrouver la température du système dissipant une puissance sur toute la surface source en sommant les contributions ponctuelles.

Deuxièmement, les systèmes sont invariants dans le temps. En d'autres termes, si une température $T(x, y, z, t)$ représente la réponse en température d'un système dissipant une puissance surfacique $q(x, y, t)$, alors $T(x, y, z, t - \tau)$ est la réponse du système correspondant à une puissance $q(x, y, t - \tau)$. Les systèmes étant linéaires et invariants dans le temps (LTI), on peut donc déterminer la température du système générée par une puissance variant dans le temps, par la réponse en température d'une puissance constante. Ainsi, si $T_p(x, y, t)$ est la température surfacique au cours du temps d'une source constante $q(x, y)$, on peut

déterminer la température surfacique $T(x, y, t)$ de la source dissipant une puissance variant dans le temps $p(t)q(x, y)$ par une convolution :

$$T(x, y, t) = \int_0^t p(\tau) \frac{\partial T_p}{\partial t}(x, y, t - \tau) d\tau \quad (1-27)$$

L'équation (1-27) est en général écrite dans le domaine de Laplace afin de supprimer les opérateurs de dérivée et d'intégrale :

$$\hat{T}(x, y, s) = s \times \hat{p}(s) \times \hat{T}_p(x, y, s) \quad (1-28)$$

Troisièmement, les couches du modèle sont supposées de surface infinie lors du calcul de la température. La prise en compte des dimensions finies des couches est effectuée par la méthode des images [LET-87]. Cette méthode suppose que les couches sont bornées par des parois latérales adiabatiques. Si la surface finie des couches est désormais une surface carrée de côté L , le plan de dissipation ($z=0$ sur la Figure 1-17) est alors décomposé en $L \times L$ carrés, dont la source réelle est placée au centre. Des sources ponctuelles, dissipant la même puissance P que la source réelle, sont placées au centre des autres carrés. La décomposition du plan infini en images est illustrée dans la Figure 1-18

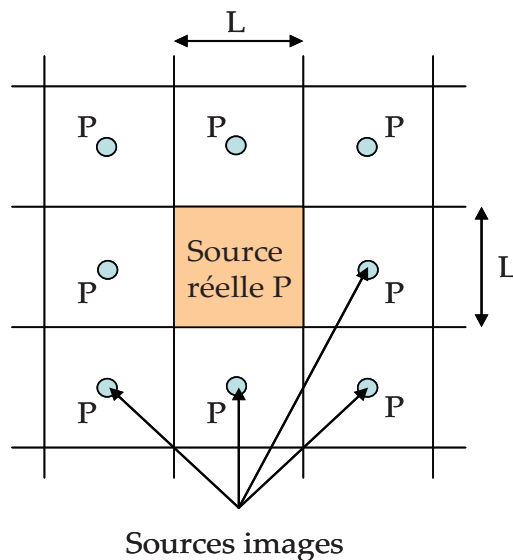


Figure 1-18 : Décomposition du plan infini en images

En utilisant un nombre infini d'images, une symétrie est créée et rend le vecteur de flux aux parois latérales, parallèle à l'axe z , ce qui correspond bien au cas de parois adiabatiques.

On peut ainsi déterminer la contribution de la surface finie des couches sur la température du système.

La méthode de construction des modèles ATMI se résume par :

- Transformer l'équation de la chaleur dans le domaine de Laplace
- Considérer une source en forme de disque de rayon donné afin de créer une symétrie cylindrique, et utiliser les coordonnées cylindriques (r,z)
- Utiliser une transformation de Hankel pour obtenir une équation différentielle en z
- Résoudre l'équation différentielle en z
- Appliquer une transformation inverse de Hankel
- Prendre la limite de cette solution lorsque le rayon tend vers 0 La solution ainsi obtenue correspond à la réponse en température du système à une source ponctuelle.
- Appliquer le théorème de superposition afin de se ramener au profil réel de la source
- Appliquer la méthode des images afin de se ramener aux dimensions finies des couches du système

II.1.b.iv Modèles HotSpot

Enfin, les modèles analytiques HotSpot [SKA-02, HUA-07] ont été développés afin de simuler rapidement le comportement thermique de composants électroniques. Ces modèles sont des réseaux de résistances et de capacités thermiques entre des blocs de matériaux. Considérons un die composé de quatre blocs sources, posé sur un substrat (Figure 1-19). Un bloc source du modèle HotSpot représente un bloc fonctionnel du floorplan du die.

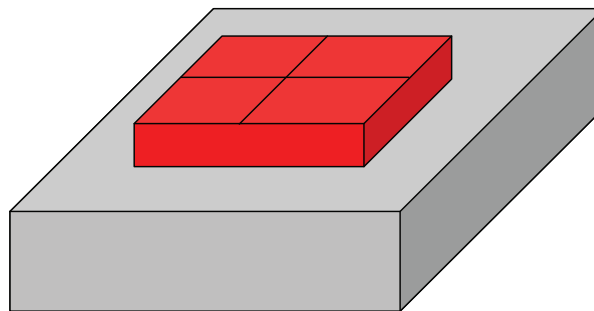


Figure 1-19 : Die multi sources posé sur un substrat

Pour générer le modèle HotSpot, on calcule de manière analytique une résistance thermique entre le centre d'un bloc de matériau et les frontières du bloc puis une résistance thermique dans l'épaisseur du bloc. Ces résistances sont calculées grâce à la formule (1-8). Enfin, on calcule une capacité thermique du bloc du nœud vers l'ambient par l'équation (1-13). Le réseau RC obtenu est illustré dans la Figure 1-20 :

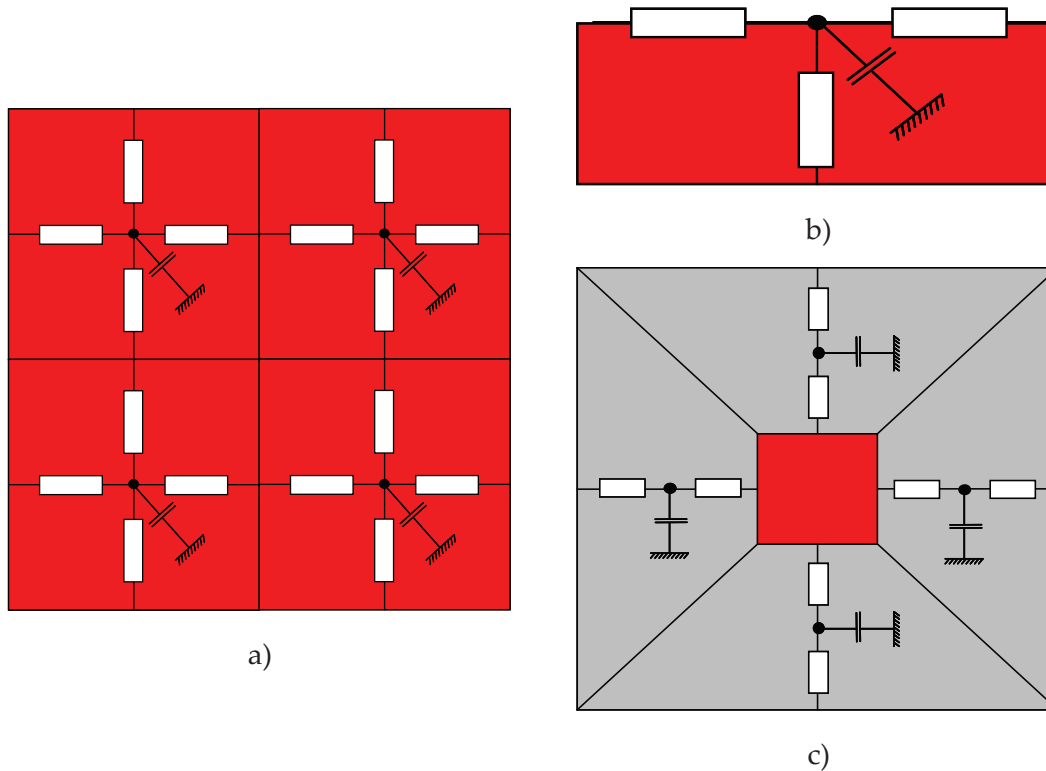


Figure 1-20 : Modèle HotSpot du die multi sources posé sur le substrat

- a) Connexions sur la surface du die
- b) Connexions dans l'épaisseur du die
- c) Connexions dans le substrat

Ces modèles sont appropriés pour le die au niveau architectural mais les modèles de packages et de boards sont peu précis et valides pour une certaine répartition des flux de chaleur.

II.1.c. Modèles de type DELPHI

La méthodologie DELPHI (DEvelopment of Libraries and PHysical models of electronic components for an Integrated design environment) permet de générer des modèles thermiques conductifs petits en termes de nombre d'inconnues [VIN-97]. Ces modèles sont

appelés modèles compacts et représentent un réseau de résistances thermiques entre des points clés d'un package. Un exemple de modèle compact d'un package de type CPGA est illustré par la Figure 1-21.

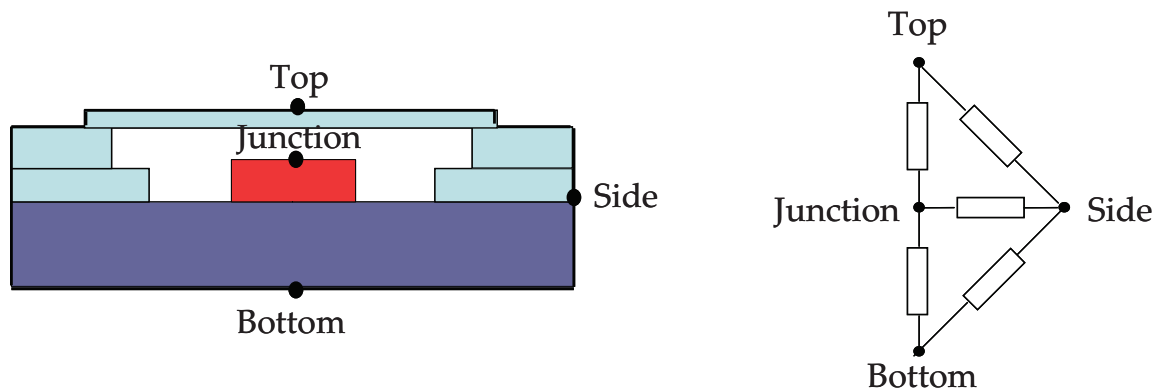


Figure 1-21 : Exemple de modèle compact DELPHI d'un package CPGA

La méthodologie DELPHI (Figure 1-22) est une méthode d'identification permettant de générer un modèle compact moyen, dans le sens où ce modèle est construit à partir de plusieurs simulations effectuées sur un modèle numérique (appelé modèle détaillé selon la norme JEDEC). Une simulation représente le fonctionnement du composant dans un environnement particulier, en appliquant des coefficients d'échanges sur ses surfaces d'échange. L'ensemble de conditions aux limites DELPHI permet de couvrir toutes les conditions environnementales que peut rencontrer un composant électronique. Ainsi, plusieurs simulations du modèle détaillé sont effectuées, en modifiant les valeurs des coefficients d'échange à chaque simulation, selon le jeu de conditions aux limites DELPHI. Le modèle compact ainsi généré est donc indépendant des conditions environnementales, et forme un réseau de résistances entre des nœuds de température. Ces nœuds représentent la surface équivalente d'une zone du package.

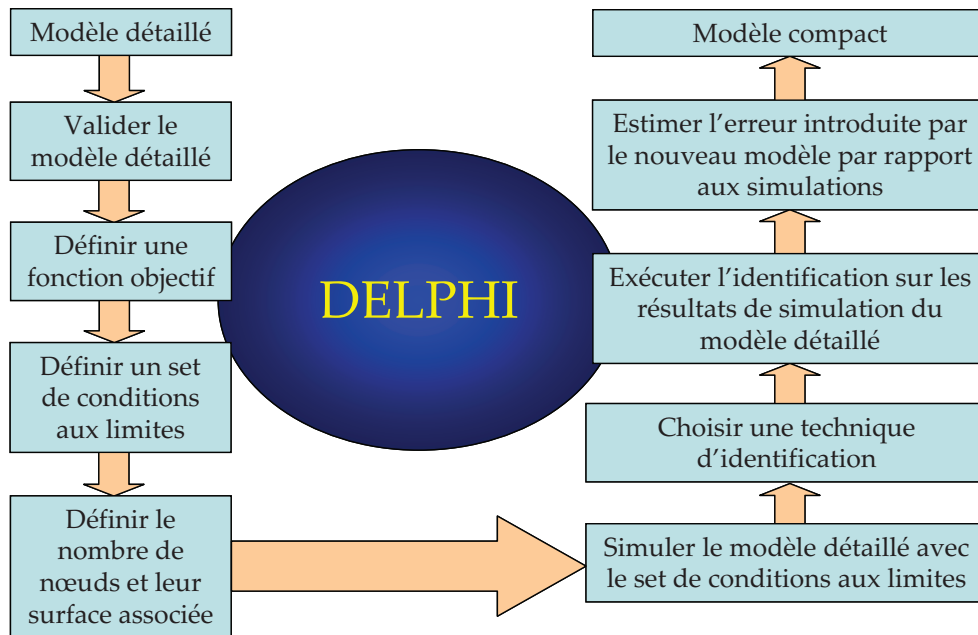


Figure 1-22 : Méthodologie DELPHI

Le projet européen PROFIT a fait évoluer les modèles compacts avec la prise en compte de phénomènes transitoires [LAS-01, LAS-04]. La méthodologie du projet PROFIT reste identique à DELPHI avec quelques simulations transitoires du modèle détaillé supplémentaires. Ces simulations permettent alors d'ajouter des termes capacitifs sur chaque nœud du modèle compact.

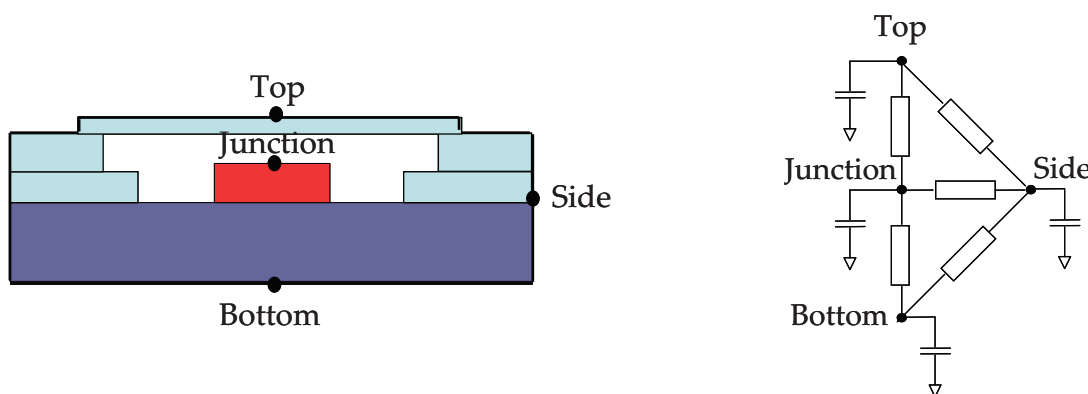


Figure 1-23 : Exemple de modèle compact PROFIT d'un package CPGA

Néanmoins, la construction de ces modèles prend beaucoup de temps puisqu'elle nécessite plusieurs simulations transitoires du modèle détaillé. De plus, la modélisation de la température de jonction dans les modèles type DELPHI est assez grossière puisque la surface de jonction est assimilée à une seule source de dissipation de puissance. Cette hypothèse

assimile donc la surface supérieure du die à une surface isotherme et masque la présence éventuelle de hot spots. La modélisation DELPHI se limite donc à la représentation du comportement thermique d'un composant électronique au niveau package. La Figure 1-24 synthétise les performances des modèles présentés selon les deux axes de recherche que nous nous sommes fixés.

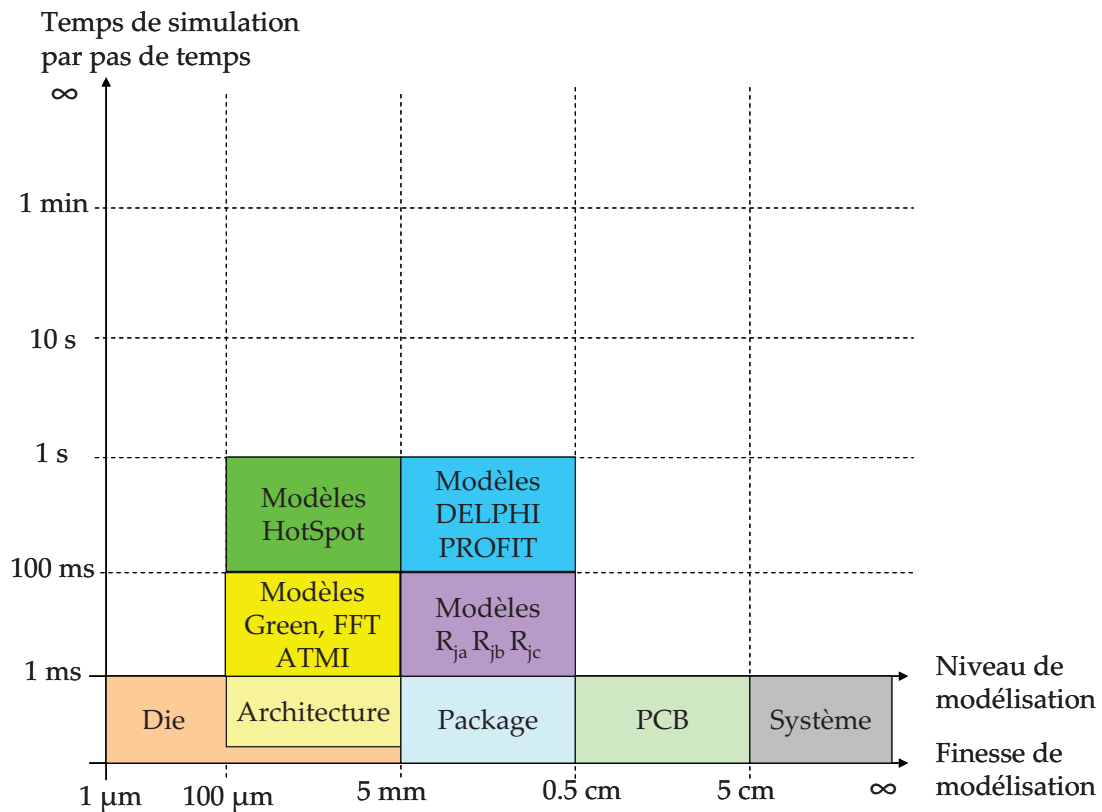


Figure 1-24 : Performances des modèles rapides

On constate que les modèles analytiques et empiriques sont rapides à simuler (moins d'une seconde par pas de temps de simulation), mais ne sont valides que pour un niveau de modélisation thermique.

II.2. Les modèles multi niveaux

II.2.a. Les modèles numériques

Les méthodes numériques permettent de résoudre de manière approchée une équation aux dérivées partielles dans un milieu continu. Il existe plusieurs méthodes numériques, dont les principales sont : la méthode des éléments finis (FEM), la méthode des différences finies (FDM), la méthode des volumes finis (FVM) et la méthode des éléments de frontière

(BEM). Ces méthodes décomposent un domaine continu en un ensemble de domaines discrets, par construction d'un maillage de la géométrie du système étudié. Ce maillage forme alors un ensemble d'éléments sur lesquels est exprimée l'équation aux dérivées partielles. Sur chaque élément de maillage, l'équation aux dérivées partielles est projetée dans un domaine discret représenté par les nœuds de maillage de chaque élément. Cette représentation discrète forme ainsi un système matriciel représentant les valeurs de connexion entre les variables nodales de chaque élément. Ensuite, une matrice globale est construite en assemblant toutes les sous-matrices relatives à chaque élément du maillage. Cette matrice représente alors les valeurs de connexion entre les variables nodales de tous les nœuds du système. La résolution de ce système permet de déterminer la valeur de toutes les variables nodales du système. De plus, la finesse du maillage permet d'obtenir une solution plus ou moins approchée de la solution réelle. Le modèle ainsi obtenu est appelé modèle numérique, ou encore modèle détaillé selon la norme JEDEC.

Par exemple, dans le cas de l'équation de la chaleur (1-3), le modèle numérique représente un système matriciel du premier ordre entre les nœuds de maillage du système, de la forme :

$$CT + GT = F \quad (1-29)$$

Où G et C représentent respectivement les matrices de conduction et de diffusion du système. T est le vecteur des températures nodales et F représente le vecteur des sources de puissance.

Cette approche très générale montre qu'il n'y a aucune restriction en ce qui concerne l'ordre de grandeur du système modélisé. Ainsi, les méthodes numériques permettent de modéliser un système sur tous les niveaux de modélisation.

II.2.b. Limites des modèles numériques

La construction d'un maillage adapté à une géométrie complexe peut être difficile (Figure 1-25). Si le maillage est mal défini dans des zones d'intérêt, la solution de l'équation aux dérivées partielles peut être biaisée. Or, la définition d'un maillage fin dans toutes les zones d'intérêt d'un système engendre un modèle lourd et lent à simuler dû à un très grand nombre d'inconnues.

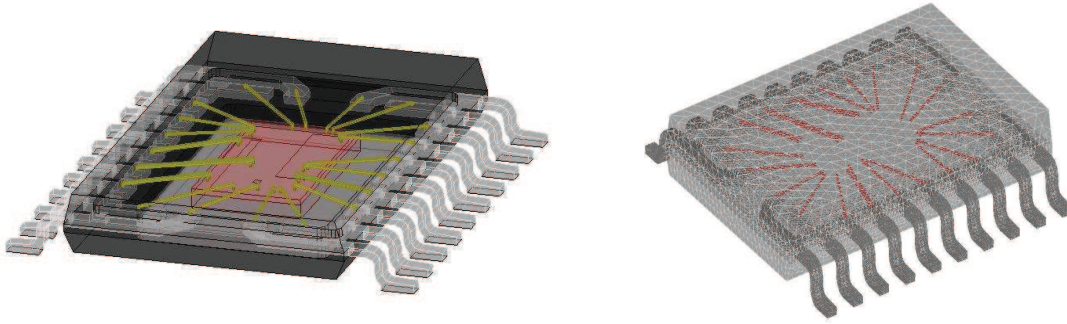


Figure 1-25 : Modèle numérique d'un système complexe

Par ailleurs, les méthodes numériques permettent de modéliser le comportement thermique d'un système quelque soit le niveau de modélisation thermique. Cependant, il reste difficile de modéliser un système contenant plusieurs niveaux de modélisation thermique, tant la différence d'échelle entre les niveaux est importante. Le maillage adapté d'un tel modèle nécessiterait une puissance de calcul gigantesque et une résolution qui durerait quelques jours voir même quelques semaines.

La Figure 1-26 synthétise la position de l'ensemble des modèles thermiques existants par rapport aux critères de rapidité de simulation et de modélisation multi niveaux.

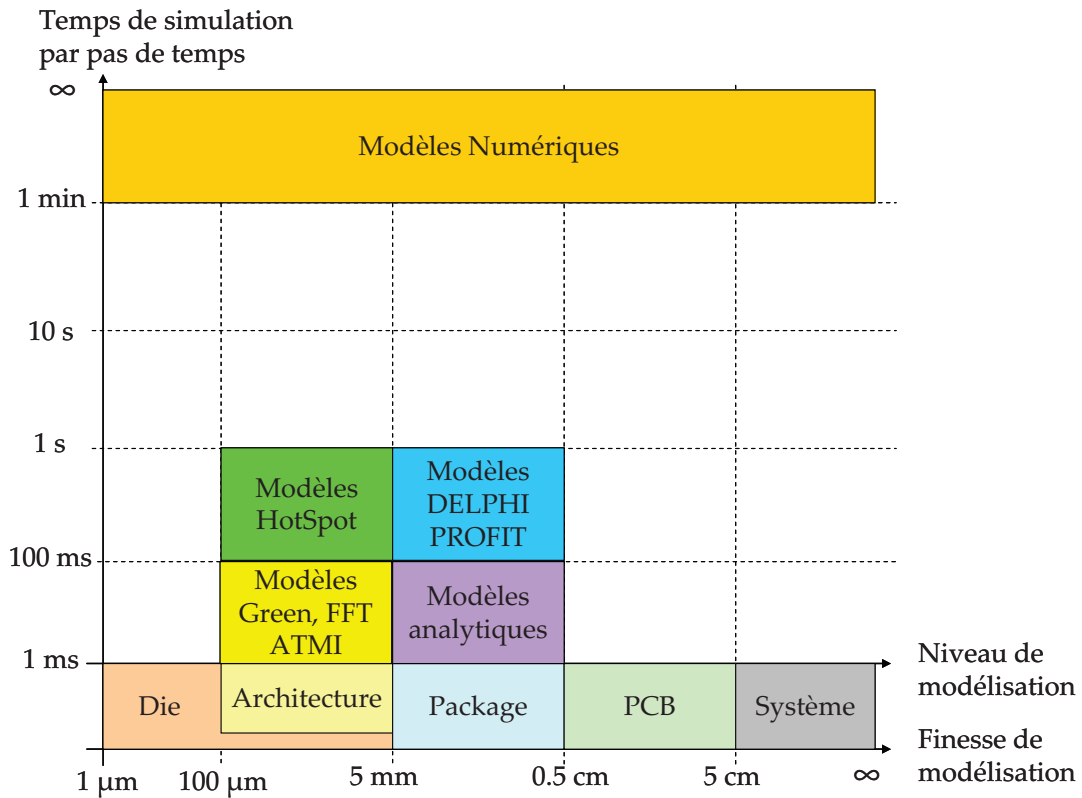


Figure 1-26 : Performances des modèles thermiques existants

Conclusion

L'évolution des technologies de transistors couplée à la conception de nouveaux packages microélectroniques permet de concevoir des systèmes toujours plus petits et plus performants, mais aussi plus contraignants concernant la densité de puissance et l'échauffement. La conception de tels systèmes se complexifie et des analyses à chaque étape de conception sont nécessaires pour contrôler le respect des spécifications en termes de performances et de limites. Plus particulièrement, des analyses thermiques sont menées à chaque niveau d'intégration pour vérifier ou modifier le système afin de respecter la contrainte thermique de conception. Les choix de la structure du système conditionnent grandement les performances finales du composant. Il faut donc effectuer une analyse thermique dès la phase d'architecture afin de prendre les bonnes décisions. Cette analyse demande une grande rapidité de simulation dans le but d'explorer plusieurs configurations et de raffiner les spécifications de conception le plus tôt possible dans la chaîne de conception. Par ailleurs, l'analyse thermique est partitionnée par niveaux d'intégration et les modèles générés ne sont utilisables que dans leur propre contexte de modélisation. De plus, pour chaque niveau de modélisation thermique, les modèles sont construits par des outils propres au niveau considéré et sont donc inhomogènes entre eux. Il n'existe à l'heure actuelle aucune réutilisation possible des modèles pendant le flot de conception.

Certains modèles permettent de simuler rapidement le comportement thermique d'un système comme les modèles analytiques, DELPHI, HotSpot. Toutefois, ces modèles sont en général conçus à un niveau d'intégration sous des hypothèses spécifiques et ne peuvent être utilisés à un niveau thermique différent. Les méthodes numériques quant à elles, permettent de construire des modèles couvrant tous les niveaux de modélisation thermique. Néanmoins, ces modèles sont lourds et lents à simuler.

Aussi, dans le chapitre suivant, nous proposerons une méthodologie, appelée Flex-CTM, permettant de concevoir des modèles thermiques multi niveaux (architecture, package, PCB) et rapides à simuler (Figure 1-27). Ces modèles sont appelés Flex-CTM pour « Flexible Compact Thermal Models ».

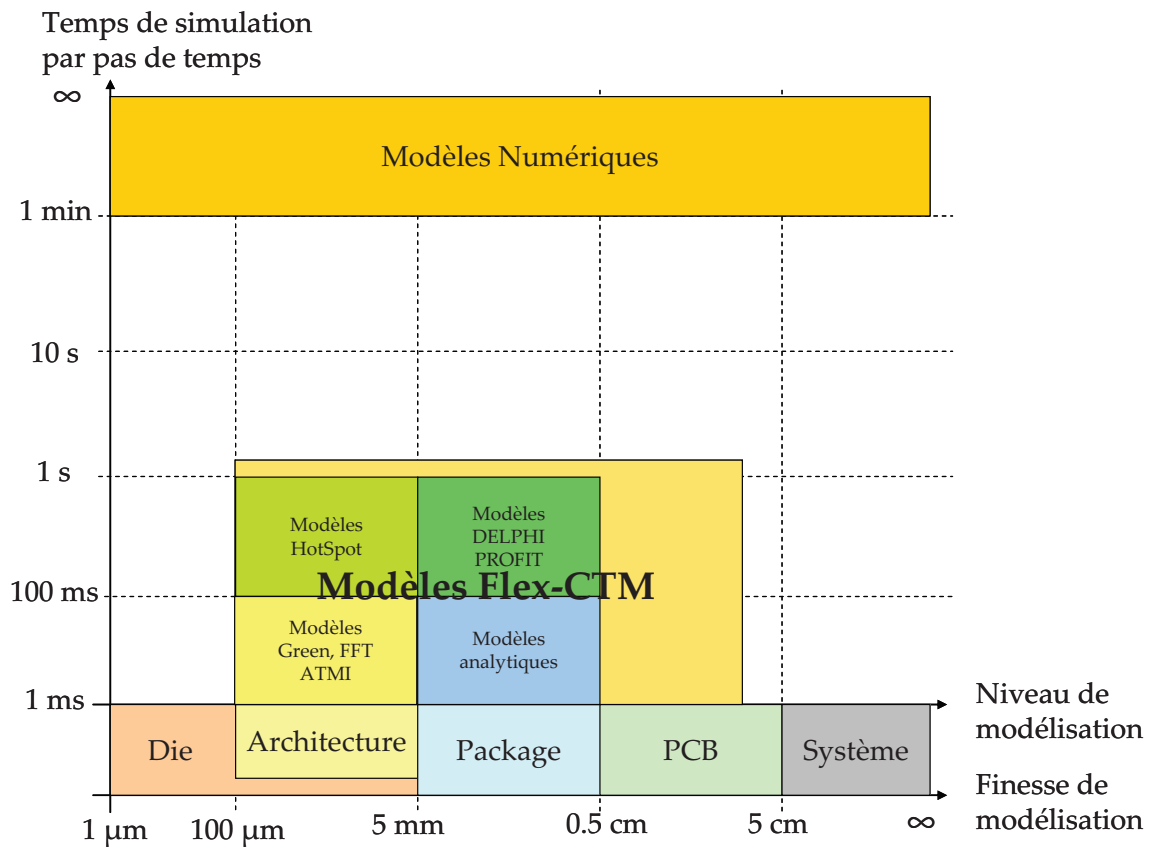


Figure 1-27 : Positionnement des modèles Flex-CTM

Bibliographie

[ACE]: ACEplorer, Logiciel de modélisation, simulation et d'analyse de puissance, d'énergie et du comportement thermique des systèmes électroniques, développé par l'entreprise Docea Power.

http://www.doceapower.com/index.php?option=com_content&task=view&id=14&Itemid=32

[ALE-02]: V. d'Alessandro and N. Rinaldi, "A Critical Review of Thermal Models for Electro-Thermal Simulation", Solid-State Electronics, Vol. 46, Issue 4, pp. 487-496, April 2002.

[BAR-89]: A. Bar-Cohen, T. Elperin and R. Eliasi, "Thermal Characterization of Chip Packages - Justification, Limitations and Future", IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, Vol. CHMT-12, NO. 4, pp. 724-731, December 1989.

[BOR-09]: S. Borkar, "Design perspectives on 22nm CMOS and beyond", Proceedings of the 46th Annual Design Automation Conference, June 2009.

[BOU-09]: M. Bouarroudj, Z. Khatir and S. Lefebvre, "Temperature-Level Effect on Solder Lifetime During Thermal Cycling of Power Modules", IEEE Transactions on Device and Materials Reliability, Vol. 8, Issue 3, pp. 471-477, September 2008.

[COL-01]: K. D. Cole and P. E. Crittenden, "Steady Heat Conduction in Cartesian Coordinates and a Library of Green's Functions", Proceedings of the 35th National Heat Transfer Conference, Anaheim, CA, June 2001.

[CSE-98]: A. Csendes, V. Székely and M. Rencz, "An Efficient Thermal Simulation Tool for ICs, Microsystem Elements and MCMs: the μ S-THERMANAL", Microelectronics Journal, Vol. 29, NO. 4, pp. 241-255, April 1998.

[FRA-01]: D. J. Frank, R. H. Dennard, E. Nowak, P. M. Solomon, Y. Taur, and H.-S. P. Wong, "Device scaling limits of Si MOSFETs and their application dependencies", Proceedings of IEEE, Vol. 89, pp. 259-288, March 2001.

[GIL-04]: S. Gilheany, "Evolution of Intel Microprocessors: 1971 to 2007", <http://www.scribd.com/doc/6567685/Evolution-of-Intel-Microprocessors>, 2004.

[HAR-10]: G. Harman, "Wire Bonding in Microelectronics", third edition, McGraw-Hill, 2010.

[HUA-07]: W. Huang, K. Sankaranarayanan, R. J. Ribando, M. R. Stan and K. Skadron, "An Improved Block-Based Thermal Model in HotSpot 4.0 with Granularity Considerations", Proceedings of the Workshop on Duplicating, Deconstructing, and Debunking (WDDD), in conjunction with the 34th International Symposium on Computer Architecture (ISCA), 2007.

[INT]: Intel, <http://www.intel.com>.

[JED-95]: EIA/JEDEC JED51-2, Integrated Circuit Thermal Test Method Environmental Conditions - Natural Convection (Still Air), December 1995.

[JED-05]: EIA/JEDEC JED51-12, Guidelines for Reporting and Using Electronic Package Thermal Information, May 2005.

[KUN-06]: M. Kunz, Cours sur les méthodes mathématiques pour physiciens, University of Geneva, <http://theory.physics.unige.ch/~kunz/lectures/green.pdf>, 2006.

[LAS-95]: C. J. M. Lasance, H. Vinke, H. Rosten and K.-L. Weiner, "A Novel Approach for the Thermal Characterization of Electronic Parts", Proceedings of the SEMITHERM XI, San José, CA, pp. 1-9, 1995.

[LAS-01]: C. J. M. Lasance, "The European Thermal Project PROFIT: Prediction of Temperature Gradients Influencing the Quality of Electronic Products", Proceedings of the SEMITHERM XVII, pp. 120-125, 2001.

[LAS-04]: C. J. M. Lasance, "Highlights from the European Project PROFIT", Journal of Electronic Packaging, Vol. 126, pp. 565-570, December 2004.

[LAU-95]: J. H. Lau, "Flip Chip Technologies", McGraw-Hill, 1995.

[LET-87]: P. Leturcq, J. M. Dorkel, A. Napieralski and E. Lachiver, "A New Approach to Thermal Analysis of Power Devices", IEEE Transactions on Electronic Devices, Vol. ED-34, NO. 5, pp. 1147-1156, May 1987.

[LIN-72]: R. D. Lindsted and R. J. Surty, "Steady State Junction Temperatures of Semiconductor Chips", IEEE Transactions on Electronic Devices, Vol. ED-19, NO. 1, pp. 41-44, January 1972.

[MEN-10]: Mentor Graphics, "Why you should Optimise Power at the ESL", White Paper, <http://www.mentor.com/esl/resources/overview/why-you-should-optimize-power-at-the-esl-fbee69ac-548a-4b9a-b670-94d15351eade>, 2010.

[MIC]: MicReD, TMC test chip family datasheet.

[MIC-05]: P. Michaud, Y. Sazeides, A. Sez nec, T. Constantinou and D. Fetis, "An Analytical Model of Temperature in Microprocessors", IRISA report PI-1760 and INRIA report RR-5744, November 2005.

[PIE-09]: S. Pietranico, S. Pommier, S. Lefebvre and S. Patoatto, "Thermal fatigue and failure of electronic power device substrates", International Journal of Fatigue, Vol. 31, Issues 11-12, pp. 1911-1920, November-December 2009.

[ROY-09]: K. Roy, J.P. Kulkarni, S.K. Gupta, "Device/circuit interactions at 22nm technology node", Proceedings of the 46th Annual Design Automation Conference, June 2009.

[SAB-03]: M.-N. Sabry, "Compact Thermal Models for Electronic Systems", IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Vol. 26, NO. 1, pp. 179-185, March 2003.

[SAC-00]: J. F. Sacadura, "Initiation aux transferts thermiques", Technique & Documentation, ISBN : 2-85206-618-1, 2000.

[SKA-02]: K. Skadron, M. Stan, M. Barcella, A. Dwarka, W. Huang, Y. Li, Y. Ma, A. Naidu, D. Parikh, P. Re, G. Rose, K. Sankaranarayanan, R. Suryanarayan, S. Velusamy, H. Zhang and Y. Zhang, "HotSpot: Techniques for Modeling Thermal Effects at the Processor-Architecture Level", Proceedings of the 8th Workshop on Thermal Investigation of ICs and Systems, October 2002.

[SZE-00]: V. Székely, A. Poppe, M. Rencz, M. Rosental and T. Teszéri., "THERMAN: A Thermal Simulation Tool for IC Chips, Microstructures and PW Boards", Microelectronics Reliability, Vol. 40, NO. 3, pp. 517-524, March 2000.

[TEA-01]: Thermal Engineering Associates, Tech Brief 07, "Diode Junction Temperature and Thermal Resistance Measurements", 2001.

[TEC-09]: TechFresh. <http://www.techfresh.net/motorola-dynatac-8000x-worlds-first-mobile-phone/>

[VAN-09]: B. Vandeveld, R. Deweerdt, F. Duflos, M. Gonzalez, D. Vanderstraeten, E. Blansaer, G. Brizar, R. Gillon, "Impact of Moisture Absorption on Warpage of Large BGA packages during a lead-free reflow process", Proceedings of the 15th International Workshop on Thermal Investigation of ICs and Systems, October 2009.

[VAS-05]: A. Vassighi and M. Sachdev, "Thermal and Power Management of Integrated Circuits", Springer, ISBN: 0-387-25762-4, 2005.

[VIN-97]: H. Vinke and C. J. M. Lasance, "Compact Models for Accurate Thermal Characterization of Electronic Parts", IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology - Part A, Vol. 20, NO. 4, pp. 411-419, December 1997.

[WIN-09]: R. Windemuth and T. Ishikawa, "New Flipchip Technology". In European Microelectronics and Packaging Conference, May 2009.

Partie 2 :

Une nouvelle méthodologie dédiée à l'analyse thermique des systèmes électroniques complexes

« Je n'ai point cette roideur d'esprit des vieillards...
Je suis flexible comme une anguille et vif comme un lézard. »

Voltaire

PARTIE 2 :

Une nouvelle méthodologie dédiée à l'analyse thermique des systèmes électroniques complexes

SOMMAIRE

<i>PARTIE 2 : Une nouvelle méthodologie dédiée à l'analyse thermique des systèmes électroniques complexes.....</i>	69
Chapitre 3 : La méthodologie Flex-CTM	71
I. Pourquoi la méthodologie ?	71
II. Champ d'application de la méthodologie	73
III. Principe de la méthodologie	74
III.1. Approche directe.....	74
III.2. Approche permettant de conduire une modélisation multi niveaux.....	75
Chapitre 4 : Description détaillée de la méthodologie	81
I. Décomposition du système	81
II. Extraction de modèles numériques	84
II.1. Modélisation	84
II.1.a. Spécifications de modélisation	84
II.1.b. Evaluation des méthodes numériques pour notre application.....	85
II.1.c. Méthodes retenues	87
II.2. Processus d'extraction.....	88
II.3. Mise en œuvre de deux prototypes d'extracteur	89
II.3.a. Implémentation des prototypes	89
II.3.b. Validation de l'extraction	90
III. Sous-échantillonnage des interfaces du modèle	93
III.1. Techniques de sélection de nœuds.....	94
III.1.a. Choix de nœuds physiques	94
III.1.b. Construction d'un maillage virtuel.....	95
III.1.c. Traitement des interfaces sources.....	96
III.2. Critères de sélection de nœuds.....	99
III.3. Validation du sous-échantillonnage.....	99
III.3.a. Simulation temporelle	101
III.3.b. Transmission du flux de chaleur à travers l'interface sous-échantillonnée.....	103
IV. Réduction de modèles numériques.....	108
IV.1. Etat de l'art sur les méthodes de réduction de modèles	109
IV.1.a. Méthodes de décomposition en moments.....	109
IV.1.b. Méthodes d'élimination de nœuds	111

IV.1.c. Méthodes par projection	113
IV.2. Comparaison des méthodes de réduction.....	119
IV.3. Evaluation de la méthode PACT.....	120
IV.3.a. Réglage des paramètres de réduction	120
IV.3.b. Evaluation par simulation	121
V. Couplage de modèles réduits	124
V.1. Etat de l'art sur les méthodes de couplage	127
V.2. La méthode des multiplicateurs de Lagrange.....	128
V.2.a. Mise en équation.....	129
V.2.b. Sens physique des multiplicateurs de Lagrange	132
V.2.c. La contrainte de couplage	134
V.3. Validation du couplage de modèles.....	136
V.3.a. Préservation du flux global	136
V.3.b. Validation du couplage par simulation.....	139
VI. Application des conditions aux limites et simulation du modèle Flex-CTM	143
Chapitre 5 : Validation de la démarche.....	145
I. Modélisation complète et légère d'un système complexe multi-niveaux.....	145
II. Une méthodologie structurée et ouverte	146
III. Homogénéisation des modèles à différents niveaux de modélisation	147
IV. Flexibilité des modèles.....	148
Bibliographie.....	149

Résumé

Les modèles thermiques existants ne permettent pas d'effectuer une analyse thermique multi niveaux à la fois rapide et précise d'un système complexe. Nous proposons donc une nouvelle méthodologie, appelée méthodologie Flex-CTM pour construire et interfacer des modèles légers à différents niveaux de modélisation. Ces modèles ont un faible nombre d'inconnues afin de simuler rapidement le comportement thermique des systèmes et sont indépendants des conditions environnementales de manière à pouvoir être simulés dans n'importe quelle condition ou connectés à un autre modèle. Cette méthodologie répond au cahier des charges proposé et a de nombreux avantages, par rapport aux modèles existants, pour les concepteurs de systèmes électroniques.

Chapitre 3 : La méthodologie Flex-CTM

I. Pourquoi la méthodologie ?

La méthodologie actuelle d'analyse thermique dans le cycle de conception de systèmes électroniques comporte quelques faiblesses notamment au niveau architectural et dans l'analyse multi niveaux de systèmes. La partie précédente a mis en évidence les carences en termes de modèles à la fois rapides et multi niveaux. L'état de l'art des modèles thermiques a souligné l'existence de modèles légers permettant de simuler rapidement le comportement thermique d'un système, mais peu adaptés à une modélisation multi niveaux. En effet, à chaque niveau d'intégration, les ingénieurs construisent un modèle de l'élément qu'ils doivent concevoir afin d'étudier le comportement thermique de celui-ci. Ces modèles thermiques sont construits sous certaines hypothèses avec des outils dédiés pour ce niveau spécifique de modélisation. Ainsi, aucun échange de ces modèles entre les différentes équipes n'est possible. Les méthodes numériques permettent de modéliser un système électronique quelque soit le niveau de modélisation thermique. Toutefois, ces modèles ont un grand nombre d'inconnues à résoudre et sont donc relativement lents à simuler. Par ailleurs, bien qu'il soit possible de modéliser un système à tout niveau de modélisation, il reste difficile de construire un modèle multi niveaux précis à cause de la différence d'échelle entre les niveaux.

Le but de la méthodologie Flex-CTM [MAR-09-1, MAR-09-2] est **de générer des modèles légers capables d'être utilisés sur plusieurs niveaux de modélisation et de les interfacier afin de construire un modèle léger global du système électronique complet.** Cette normalisation des modèles thermiques entre les différents niveaux permet ainsi de favoriser l'échange de modèles (et donc de connaissances) entre les différentes équipes. De plus, les modèles légers permettent de simuler rapidement le comportement thermique du système et donc d'explorer diverses configurations de celui-ci. Les modèles résultants de la méthodologie sont appelés Flex-CTM pour « Flexible Compact Thermal Models ».

Dans un premier temps, le professeur Sabry s'est intéressé à cette thématique de modélisation multi niveaux d'un système complexe en développant la méthode des « Flexible Profiles » [SAB-07-1, SAB-07-2]. Cette méthode basée sur une approche modale, consiste dans un premier temps à décomposer la géométrie du système en éléments de forme

parallélépipédique. Le comportement thermique de chaque élément est ensuite décrit à l'aide de modèles analytiques basés sur des fonctions de Green modifiées (2-1) [SAB-84].

$$T(\vec{r}) - T_{\text{moyen1}} = \sum_{j=1}^N \int_{\vec{r}' \in \Omega_j} G(\vec{r}, \vec{r}') q(\vec{r}') d\vec{r}' \quad (2-1)$$

Où T représente le champ de température, T_{moyen1} la température moyenne d'un nœud arbitrairement choisi comme nœud de référence, $G(\vec{r}, \vec{r}')$ la fonction de Green modifiée, q la source de puissance et Ω_j le $j^{\text{ème}}$ sous-domaine du modèle. Ces modèles sont indépendants des conditions aux limites puisque aucune condition environnementale n'est appliquée à un élément pour construire son modèle analytique.

Contrairement à un modèle thermique compact standard, le modèle analytique obtenu permet d'estimer les profils réels de température (T) et de puissance (q) à chaque nœud du modèle. En utilisant une base de fonctions Φ_i^x orthonormée sur chaque nœud i telle que :

$$\int_{\vec{r} \in \Omega_i} \Phi_i^x(\vec{r}) \Phi_i^y(\vec{r}) d\vec{r} = \delta_{xy} \quad (2-2)$$

On peut développer les profils de température et de puissance sur cette base selon :

$$\begin{aligned} T(\vec{r}) &= \sum_{u=0}^{\infty} T_i^x \Phi_i^x(\vec{r}) \quad \text{pour } r \in \Omega_i \\ q(\vec{r}) &= \sum_{u=0}^{\infty} q_i^x \Phi_i^x(\vec{r}) \quad \text{pour } r \in \Omega_i \end{aligned} \quad (2-3)$$

Ainsi, en tronquant les équations (2-3) à l'ordre U et en les substituant dans l'équation (2-1), puis en multipliant de chaque côté par Φ_i^x et en utilisant l'équation (2-2), il vient :

$$\begin{aligned} T_i^x &= \sum_{j=1}^N \sum_{y=0}^U R_{ij}^{xy} q_j^y \quad \text{pour } i \in [1, N], x \in [0, U] \\ \text{avec } R_{ij}^{xy} &= \int_{r \in \partial\Omega_i} \int_{r' \in \partial\Omega_j} \Phi_i^x(\vec{r}) G(\vec{r}, \vec{r}') \Phi_j^y(\vec{r}') d\vec{r}' d\vec{r} \end{aligned} \quad (2-4)$$

L'équation (2-4) représente le modèle issu de la méthode des Flexible Profiles et décrit le comportement thermique d'un élément à travers les coefficients du développement en série des profils de température et de puissance. Typiquement, un ordre de 0 à 4 suivant les profils propriétés physiques des matériaux et donc des profils réels de température et de puissance susceptibles d'être mis en jeu.

Ces modèles sont ensuite combinés afin de modéliser le comportement thermique du système global. Le lien entre les modèles est assuré par des contraintes de continuité de la température à l'interface des modèles :

$$T_1 = T_2 \quad \text{et} \quad \lambda_1 \vec{n}_1 \cdot \vec{\nabla} T_1 + \lambda_2 \vec{n}_2 \cdot \vec{\nabla} T_2 = 0 \quad (2-5)$$

Le modèle résultant est ensuite simulé afin d'évaluer le comportement thermique du système global en régime stationnaire. Il permet ainsi de calculer les profils de température en chacun des nœuds du modèle et le gradient de température tangentiel au système (qui est très important pour l'analyse thermomécanique). De plus, de premières esquisses d'analyse transitoire ont été effectuées avec la méthode des Flexible Profiles [SAB-07-2].

La méthodologie mise en œuvre dans cette thèse se présente donc comme un prolongement des travaux proposés par le professeur Sabry, basée sur une approche originale permettant de modéliser et de simuler des modèles thermiques de systèmes électroniques complexes en régime transitoire.

II. Champ d'application de la méthodologie

La génération de modèles Flex-CTM est basée sur plusieurs hypothèses de modélisation qui sont détaillées dans ce paragraphe.

Premièrement, les transferts de chaleur par conduction sont modélisés par des circuits équivalents. Les phénomènes de convection et de rayonnement sont représentés par un coefficient d'échange équivalent sur les surfaces d'échange du système. En conséquence, cette méthodologie permet de modéliser des systèmes du niveau de modélisation architectural au niveau PCB. En effet, à partir du niveau système, les phénomènes de convection et de rayonnement deviennent prépondérants et ne peuvent plus seulement être modélisés par un coefficient d'échange. A l'autre extrémité des niveaux de modélisation, la modélisation thermique au niveau die est effectuée plus tard dans la chaîne de conception, une fois que l'architecture a été déterminée et que les masques de gravure ont été générés. A ce stade de la conception, la modélisation est beaucoup plus fine et nécessite des outils numériques afin de simuler et de vérifier le dimensionnement du die.

Deuxièmement, les modèles sont supposés linéaires. Plus précisément, la dépendance en température des propriétés physiques des matériaux est négligée.

Enfin, les surfaces de contact entre les solides sont supposées parfaites.

III. Principe de la méthodologie

III.1. Approche directe

Tout d'abord, considérons le cas d'un système électronique complexe modélisé sur un niveau de modélisation thermique. La notion de complexité définit ici un système 3D, dynamique sur lequel plusieurs sources de puissance sont appliquées. Les modèles thermiques rapides à simuler, décrits dans la partie précédente, ne permettent généralement pas de prendre en compte une telle complexité géométrique et physique et seules les méthodes numériques peuvent modéliser le comportement thermique d'un tel système.

Pour construire le modèle léger, nous allons donc partir d'un modèle numérique mais auquel aucune condition aux limites n'est appliquée de manière à ne pas introduire dans ce modèle numérique des simplifications liées à une condition particulière de fonctionnement. Néanmoins, les surfaces de source et d'échange du modèle sont repérées afin de pouvoir leur appliquer des conditions de simulation a posteriori. Les modèles numériques ont un grand nombre d'inconnues et sont donc relativement coûteux en temps de calcul. Afin de diminuer le nombre de degrés de liberté du système, une technique de réduction de modèle lui est appliquée.

La réduction de modèle est une branche de la théorie du contrôle qui étudie les propriétés d'un système afin de réduire sa complexité tout en préservant son comportement entrées-sorties. Les modèles numériques décrivent le comportement thermique d'un domaine par un système d'équations différentielles de très grand ordre. Ce système décrit la distribution quasi-exacte de la température en tout point du domaine. Si à présent, seules les températures en quelques points d'espace et la répartition de la température entre ces points sont nécessaires, on peut obtenir un modèle simplifié entre ces différents points par une technique de réduction de modèles. Le modèle résultant du processus de réduction est appelé modèle réduit et représente un réseau de résistances et de capacités thermiques entre les points de température. Les modèles réduits contiennent peu d'inconnues et sont donc plus rapidement simulables.

Ainsi avant cette étape de réduction, une étape de sélection des nœuds conservés après réduction est nécessaire. Ces nœuds, correspondant aux points de température manipulables après réduction, représentent des entrées ou des sorties du modèle.

L'ensemble de nœuds définis par l'étape de sélection représente les ports entrées-sorties du modèle après réduction. Ces nœuds permettent ainsi d'appliquer les conditions de simulation du modèle et de mesurer la température du modèle en certains nœuds.

La modélisation mono niveau d'un système complexe peut ainsi se résumer en quatre étapes, illustrées par la Figure 2-1 :

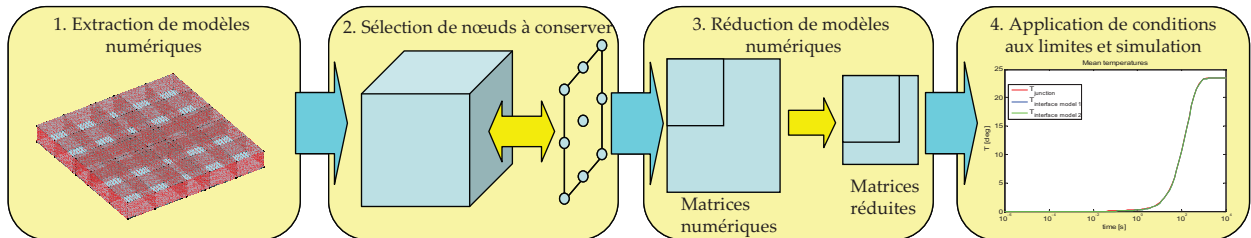


Figure 2-1 : Processus de modélisation d'un système mono niveau complexe

III.2. Approche permettant de conduire une modélisation multi niveaux

Le processus, décrit dans le paragraphe précédent, est inexploitable pour la modélisation multi niveaux d'un système électronique complexe. Premièrement, la géométrie complète d'un système complexe modélisé sur plusieurs niveaux introduit de grandes différences d'échelles qui aboutirait à la construction d'un maillage très lourd en termes de nombre d'inconnues. Le maillage d'un tel système ne serait pas réalisable sur des ordinateurs de type PC portable avec des puissances de calcul classiques. Par ailleurs, comme cela a été précisé dans la partie précédente, l'analyse thermique des systèmes complexes est répartie entre les différents niveaux d'intégration. A chaque niveau, les ingénieurs construisent actuellement des modèles spécifiques, avec les outils dédiés à chaque niveau, ne permettant pas de réutiliser ces modèles au cours du processus de conception. C'est pourquoi, la première étape de la méthodologie Flex-CTM consiste à **décomposer la géométrie du système électronique** en fonction des éléments structurels du système ou des propriétés physiques des matériaux du système. Cette décomposition s'apparente à une description d'une partie du système avant qu'elle ne soit modélisée par l'équipe en charge de sa conception. Prenons pour exemple le cas simple d'un package de type CPGA-UP où l'on a négligé l'air entourant le die pour illustrer le principe de la méthodologie Flex-CTM [MAR-

09-1]. La géométrie du système est alors décomposée en deux éléments suivant les matériaux des volumes composant le système (Figure 2-2) :

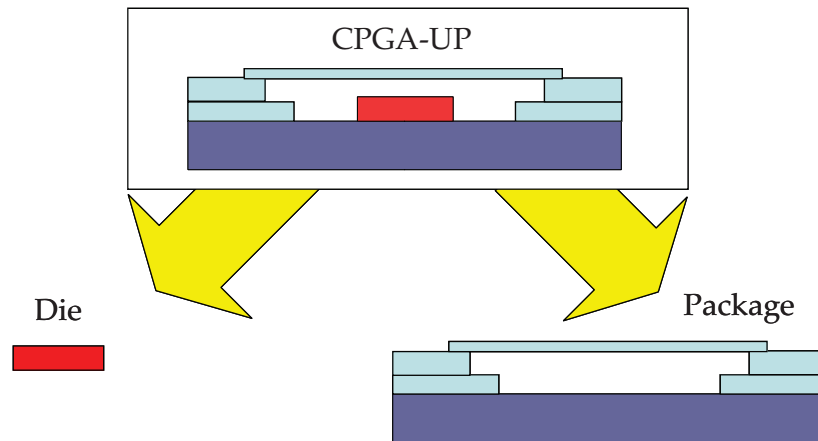


Figure 2-2 : Décomposition de la géométrie d'un package CPGA-UP

Comme cela a été précisé dans la première partie de ce manuscrit, les méthodes numériques permettent de modéliser le comportement thermique d'un système quelque soit le niveau de modélisation thermique. Ainsi, la seconde étape consiste à **construire un modèle numérique de chaque sous-partie du système**. De la même manière que pour le cas d'un système mono niveau, l'élément modélisé est isolé de l'extérieur de manière à le rendre indépendant des conditions environnementales. Par ailleurs, les surfaces de source, d'échange et de couplage du modèle sont repérées afin de pouvoir lui appliquer des conditions de simulation a posteriori. Ces surfaces sont appelées interfaces du modèle. Les modèles numériques du die et du package sont illustrés Figure 2-3. Les modèles ainsi obtenus sont lourds en termes de nombre d'inconnues (égal au nombre de nœuds de maillage) et donc lents à simuler. Aussi, les matrices du modèle numérique sont extraites et une technique de réduction de modèle est appliquée afin de diminuer le nombre d'inconnues. Néanmoins, comme cela est le cas pour les modèles mono niveau, une étape de sélection de nœuds est nécessaire avant réduction afin de définir l'ensemble de nœuds conservés après réduction.

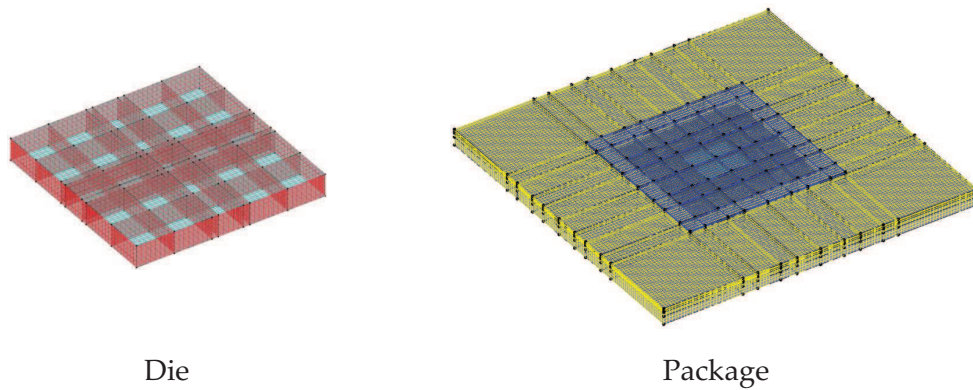


Figure 2-3 : Modèles numériques du die et du package

Ainsi, **l'étape de sélection des nœuds** conservés après réduction permet de définir les ports entrées-sorties du modèle après réduction. Les ports d'entrées permettent d'appliquer les conditions de simulation après réduction (sources, conditions d'échange, modèle conducteur). Les ports de sorties permettent de mesurer la température du modèle en ces points. Les ports d'entrées correspondent donc à des nœuds appartenant aux diverses interfaces du modèle. Cependant, tous les nœuds d'interface du modèle numérique ne peuvent être conservés sinon le modèle réduit serait trop lourd. Le nombre et la configuration des nœuds sélectionnés doit toutefois retranscrire le plus fidèlement possible la transmission du flux de chaleur à travers l'interface. L'utilisateur définit le compromis entre compacité et précision du modèle pour son application.

Après avoir sélectionné les nœuds, **les modèles sont réduits** afin de diminuer le nombre d'inconnues de chacun d'entre eux. Toujours dans l'exemple du package CPGA-UP, le Tableau 1 synthétise les caractéristiques des modèles numériques et réduits du die et du package en terme de nombre de nœuds du modèle.

Modèle	Die		Package	
	Numérique	Réduit	Numérique	Réduit

Tableau 1 : Caractéristiques des modèles numériques et réduits du die et du package

Une fois les modèles réduits de chaque sous-partie du système obtenus, **ils sont couplés**, afin de retranscrire le comportement du système global. Les modèles sont connectés par leurs nœuds d'interface de couplage respectifs correspondants. Le modèle ainsi obtenu

est appelé modèle Flex-CTM. Cette étape de couplage permet aux équipes de conception de construire finement leur modèle thermique d'intérêt et de le réutiliser au cours de la conception pour modéliser un système plus global.

Enfin, les conditions de simulations sont appliquées sur les nœuds du Flex-CTM afin de **simuler le comportement thermique du système global**. Dans notre exemple, un échelon de puissance de 1W est appliqué sur la surface de jonction du die et des coefficients d'échange sont appliqués sur les surfaces d'échange du package. Un modèle numérique de l'ensemble {die+package} est réalisé et pris comme référence afin d'évaluer les performances du modèle Flex-CTM en termes de nombre de nœuds, de précision et de temps de simulation. Le Tableau 2 synthétise les caractéristiques des modèles Flex-CTM et numérique par éléments finis 3D de l'ensemble {die+package} en terme de nombre de nœuds et de temps de simulation.

Modèle	Numérique global	Flex-CTM
Nombre de nœuds	157000	136
Temps de simulation	4 heures	8 secondes

Tableau 2 : Caractéristiques du modèle numérique de l'ensemble et du Flex-CTM

La Figure 2-4 représente, quant à elle, les résultats de température de jonction du modèle numérique et du modèle Flex-CTM ainsi que l'erreur absolue entre les deux modèles au cours du temps.

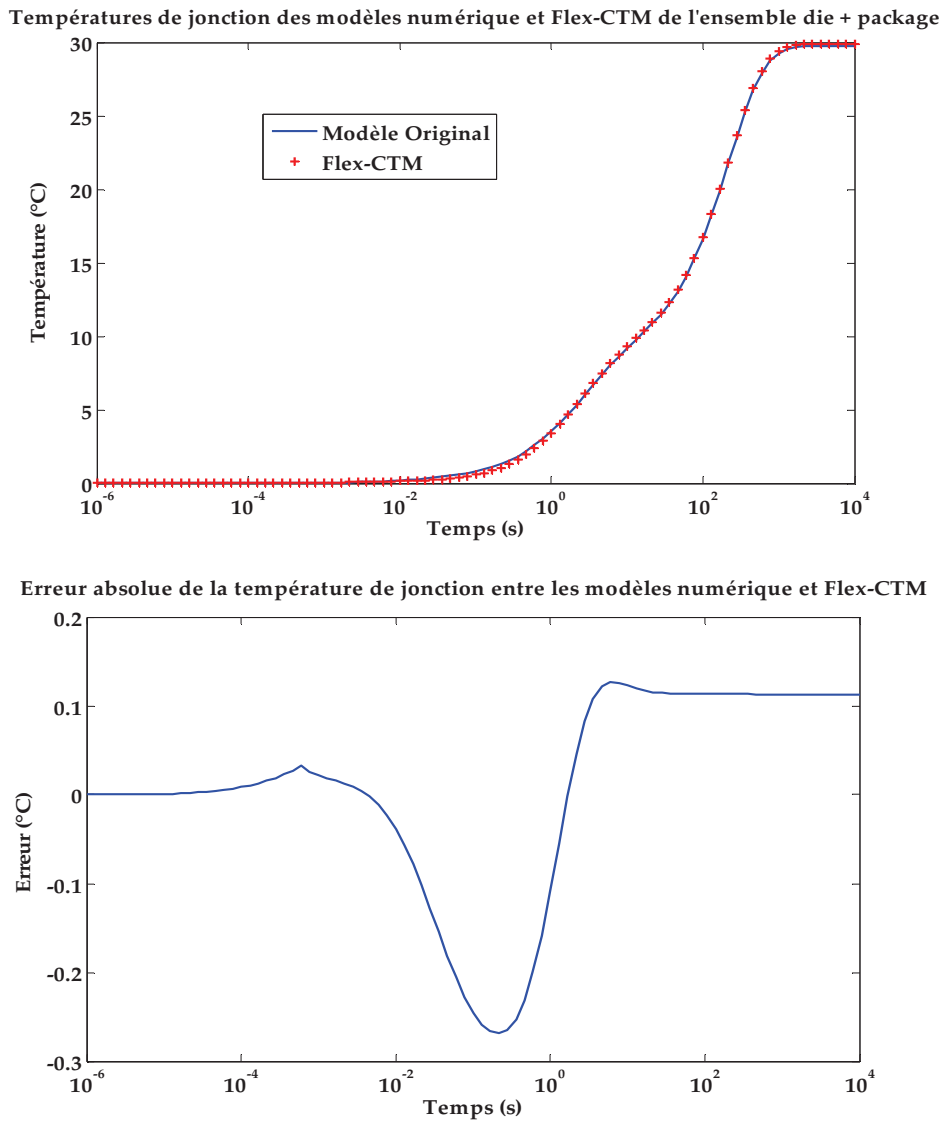


Figure 2-4 : Résultats de température de jonction du CPGA-UP

On peut donc remarquer que le modèle Flex-CTM reproduit le comportement thermique du modèle global numérique de l'ensemble {die+package} avec une erreur relativement faible devant l'élévation de température du système. Par ailleurs, le temps de simulation du Flex-CTM est beaucoup plus faible par rapport au temps de simulation du modèle numérique global. Pour synthétiser, la méthodologie Flex-CTM permet de construire des modèles thermiques légers multi niveaux de systèmes électroniques complexes et se décompose en six étapes principales schématisées dans la Figure 2-5.

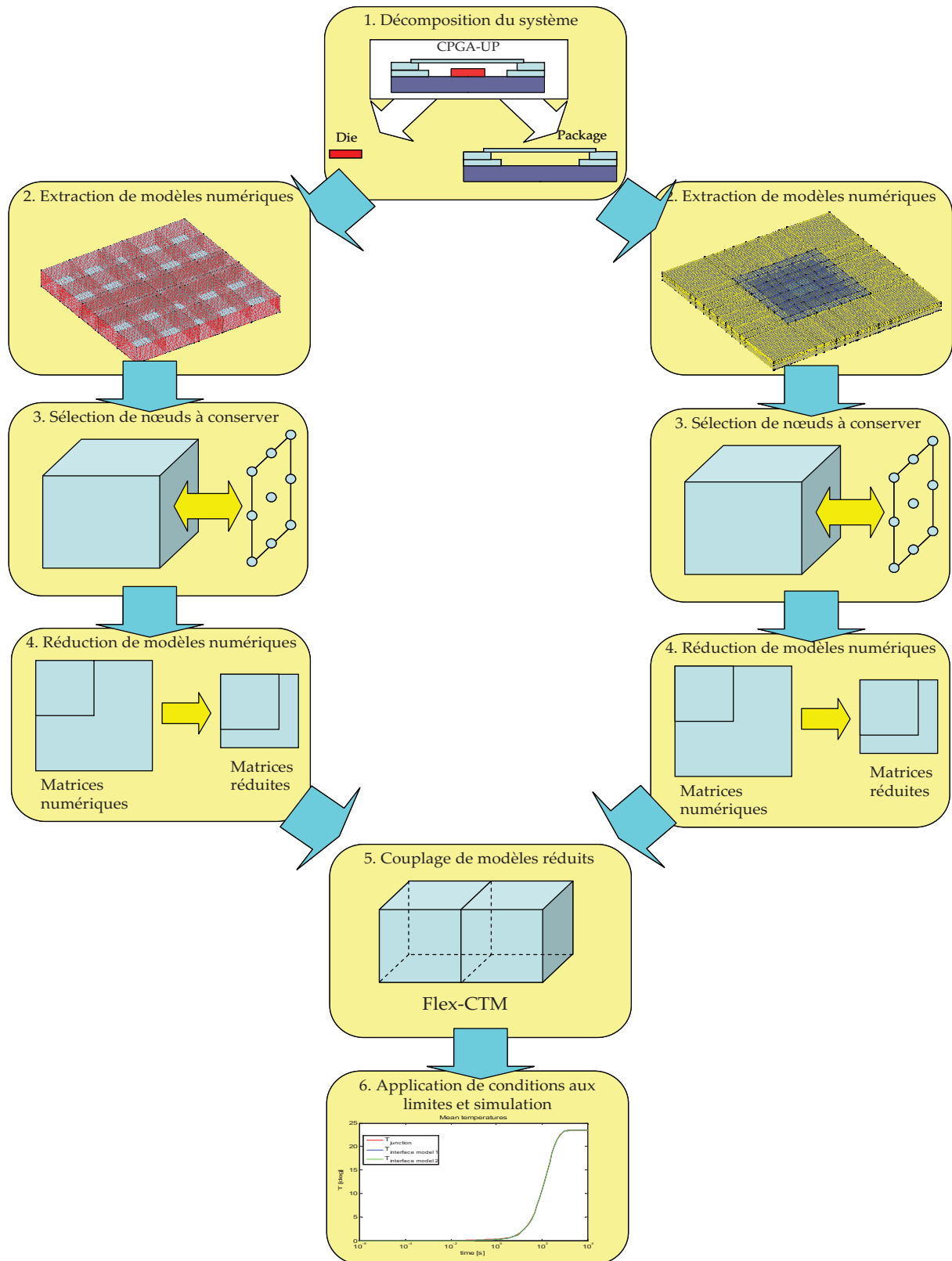


Figure 2-5 : Méthodologie Flex-CTM

La description des différentes étapes de la méthodologie et le lien entre celles-ci seront détaillés dans le chapitre suivant.

Chapitre 4 : Description détaillée de la méthodologie

Dans ce chapitre, nous allons reprendre, expliquer et valider une à une les six étapes de la méthodologie Flex-CTM :

- Décomposition du système
- Extraction de modèles numériques
- Sélection de nœuds à conserver
- Réduction de modèles numériques
- Couplage de modèles réduits
- Application de conditions aux limites et simulation

Avant toute chose, l'outil de modélisation Flex-CTM nécessite une description complète de la géométrie et de la physique du système global étudié. Cette description représente les données d'entrée de la méthodologie permettant de conduire la première étape de la méthodologie, à savoir, la décomposition du système.

I. Décomposition du système

La conception d'un système électronique complexe nécessite une répartition de tâches entre différentes équipes de conception, responsables d'une partie spécifique du système. Ainsi, afin d'analyser le comportement thermique de l'élément étudié, les ingénieurs construisent un modèle thermique selon leur propre intérêt. La première étape de la méthodologie Flex-CTM consiste donc à décomposer la géométrie du système électronique étudié par rapport aux fonctions du système. Cette décomposition reflète la répartition du travail de conception du système global entre les différentes équipes. Une nouvelle description géométrique et physique de chaque élément « mono fonction » du système, potentiellement différente de la description après import, est alors obtenue. Illustrons la décomposition du système dans le cas d'un package de type BGA composé d'un die, d'un encapsulant et d'un substrat. Les propriétés thermiques des trois éléments sont données dans le Tableau 3 [MAT]:

Elément	Matériau	Conductivité thermique k ($W.m^{-1}.K^{-1}$)	Masse volumique ρ ($kg.m^{-3}$)	Capacité thermique C_p ($J.kg^{-1}.K^{-1}$)
Die	Silicium	159.5**	2330	700
Substrat	Alumine 94%	16	3970	765
Encapsulant	Epoxy Overmold	0.68	1820	882

** La conductivité thermique du silicium est supposée constante

Tableau 3 : Propriétés thermiques des éléments d'un package BGA

Les différences des propriétés thermiques des trois éléments du BGA nous conduit donc au découpage suivant :

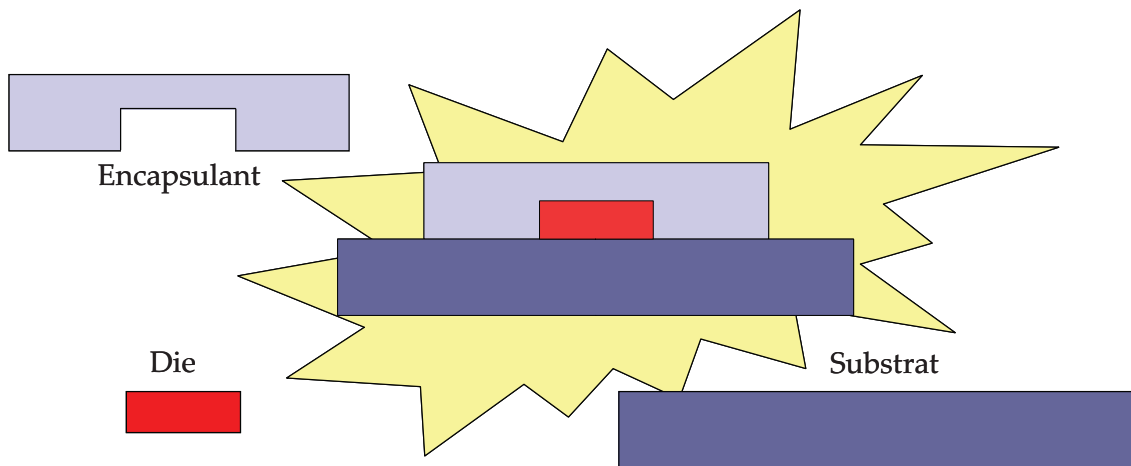


Figure 2-6 : Décomposition d'un package BGA

Par ailleurs, pour chaque élément, on identifie différentes interfaces :

- les interfaces sources correspondent aux surfaces dissipatrices de puissance de l'élément. Ce sont en général les surfaces élémentaires du floorplan d'un die ou la surface de jonction totale du die.
- Les interfaces d'échange correspondent aux surfaces d'échange thermique de l'élément avec son environnement. C'est sur ces interfaces que sont appliquées les conditions aux limites (température imposée ou coefficient d'échange thermique).
- Les interfaces de couplage correspondent aux surfaces de contact entre les différents éléments du système.

Les interfaces du package BGA sont illustrées Figure 2-7 :

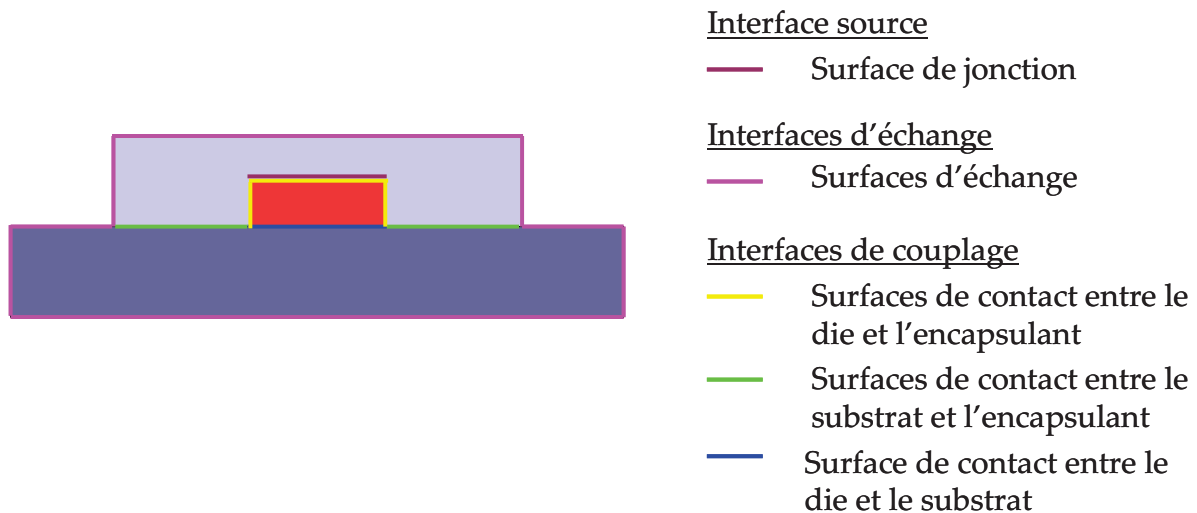


Figure 2-7 : Interfaces d'un package BGA

Par ailleurs, il faut noter que les interfaces de contact des éléments ne sont pas obligatoirement coïncidentes. C'est par exemple le cas de la surface de contact entre l'encapsulant et le die, si ce dernier est multi sources (Figure 2-8). L'encapsulant aura alors une interface de couplage avec le die, alors que le die aura autant d'interfaces que de surfaces dissipatrices sur le floorplan (plus toutes les surfaces latérales pour les deux modèles).

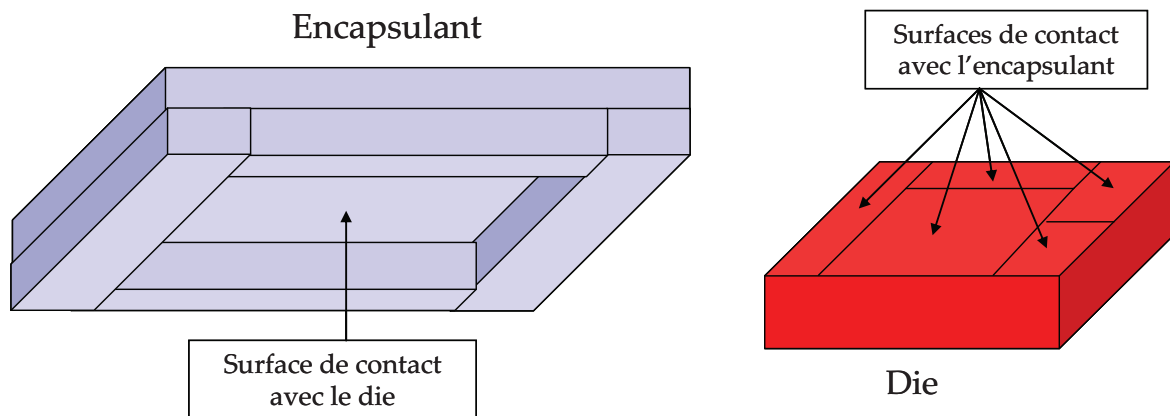


Figure 2-8 : Surfaces de contact entre un die multi sources et l'encapsulant d'un BGA

Nous pouvons aussi remarquer que des surfaces peuvent être classées dans plusieurs groupes d'interfaces. C'est par exemple le cas de la surface de jonction du BGA qui est à la fois interface source et interface de contact. Dans ce cas, les interfaces sont dédoublées car des traitements différents sont ensuite effectués sur ces différents types d'interfaces.

II. Extraction de modèles numériques

II.1. Modélisation

La première partie de la méthodologie a permis de décomposer le système global en sous-composants. Selon la finesse du modèle désirée, la modélisation de chacun des éléments peut s'étendre sur plusieurs niveaux de modélisation thermique : du niveau architectural pour le die, au niveau PCB. Seules les méthodes numériques permettent de modéliser le comportement thermique des systèmes quelque soit le niveau de modélisation. La seconde étape de la méthodologie consiste donc à construire un modèle numérique de chaque sous-composant du système et à récupérer les matrices numériques de celui-ci. L'état de l'art a montré qu'il existait plusieurs méthodes numériques qui sont plus ou moins adaptées à certains problèmes de modélisation. Dans notre application, la philosophie de la méthodologie et le cahier des charges des modèles thermiques peuvent influencer le choix de la méthode numérique.

II.1.a. Spécifications de modélisation

L'étape de décomposition du système global a permis de découper le système complexe en sous-composants. Ainsi, on peut créer un modèle numérique plus précis de chaque sous-composant sans prendre en compte les contraintes géométriques de son environnement.

De plus, la modélisation d'un sous-composant du système doit être indépendante des conditions aux limites, de façon à être simulé sous diverses conditions et couplé avec d'autres modèles thermiques. Ainsi, les éléments sont modélisés sans conditions aux limites, c'est-à-dire qu'un coefficient d'échange thermique nul est appliqué sur les surfaces externes de l'élément, ce qui revient à isoler le composant de son environnement. Par ailleurs, l'élément est maillé pour que tout type de condition aux limites soit applicable.

Enfin, le découpage du système a permis de décomposer une géométrie complexe en un ensemble d'entités géométriques plus simples, le plus souvent parallélépipédiques (die, substrat, PCB). Cependant, des géométries plus complexes peuvent être aussi modélisées, comme des sphères ou des volumes arrondis (balls, leads) ou des volumes creux (encapsulant du BGA).

II.1.b. Evaluation des méthodes numériques pour notre application

Les méthodes numériques permettent de résoudre de manière approchée une équation aux dérivées partielles dans un domaine continu. On distingue principalement quatre méthodes numériques : la méthode des éléments finis (FEM), la méthode des différences finies (FDM), la méthode des volumes finis (FVM) et la méthode des éléments de frontière (BEM). Toutes ces méthodes permettent de modéliser le comportement thermique d'un système au cours du temps à l'aide d'un système matriciel du type :

$$C \frac{dT}{dt} + G T = Q \quad (2-6)$$

G est appelée matrice de conduction du système, C est appelée matrice de diffusion du système, T est le vecteur des températures nodales et Q est le vecteur des sources de chaleur. Néanmoins, chaque méthode numérique a ses avantages et ses inconvénients selon l'application et le système modélisés. Comparons ces méthodes dans notre application.

Premièrement, la méthode des éléments finis [ZIE-87] repose sur la résolution d'une formulation faible de l'équation aux dérivées partielles, dont les solutions vérifient des conditions d'existence plus faibles que celles des solutions du problème initial. Cette formulation faible est ensuite résolue en projetant le champ de température dans un domaine discret formé par le sous-espace des nœuds de maillage grâce à une approximation de Galerkin [SPI-02]. La méthode des éléments finis repose sur une approche mathématique très générale permettant de l'utiliser dans la plupart des domaines de la physique (mécanique, électromagnétisme, thermique). Par ailleurs, elle permet également de modéliser un couplage entre les différents phénomènes physiques. Cette méthode est ainsi utilisée par des logiciels pluridisciplinaires tels que ANSYS [ANS] ou Flux [FLU]. De plus, elle permet de modéliser et de mailler tout type de géométrie. En outre, les matrices G et C, issues de la méthode, sont symétriques définies positives et creuses dans le sens où seules les interactions entre un nœud et ses voisins directs sont assemblées dans les matrices. Ces propriétés permettent ainsi de ne stocker qu'une partie des matrices et sauvegarder ainsi de la place mémoire. Toutefois, cette méthode est assez complexe à mettre en œuvre et nécessite des codes souvent très volumineux.

Deuxièmement, la méthode des différences finies [WAN-04] repose sur la notion de discrétisation des opérateurs de dérivation par différences finies, à l'aide d'un

développement en série de Taylor. Cette méthode est principalement utilisée dans des domaines physiques où le phénomène est décrit par des équations de type elliptique ou parabolique, comme par exemple la conduction thermique. La méthode permet de modéliser des géométries simples comme les parallélépipèdes. Elle ne peut donc pas être retenue pour modéliser des géométries complexes telles que celle des balls d'un package par exemple. Néanmoins, cette méthode est facile à mettre en œuvre et construit également des matrices symétriques définies positives et moins denses que les matrices éléments finis.

Troisièmement, la méthode des volumes finis [EYM-03, BOU] permet de résoudre numériquement une équation aux dérivées partielles en discrétisant le domaine continu de calcul. Tout comme la méthode des éléments finis, cette méthode utilise des approximations d'intégrale. Néanmoins, là où les éléments finis utilisent une formulation faible de l'équation à résoudre, la méthode des volumes finis est basée sur la forme initiale (forte) de l'équation. Le but de la méthode revient à réécrire ce bilan de flux sur chaque volume élémentaire constitué par le maillage du domaine de calcul et à exprimer les flux transitant par les interfaces de ce volume. Ainsi, la méthode des volumes finis est basée sur une loi de conservation de flux par élément de volume et est de ce fait utilisée majoritairement dans les domaines où les phénomènes physiques sont décrits par une loi de conservation. Ainsi, cette méthode est utilisée par le logiciel Flotherm [FLO] afin de modéliser le comportement thermique d'un système dans un environnement soumis aux phénomènes de convection et de rayonnement. Tout comme la méthode des éléments finis, la méthode des volumes finis permet de modéliser et de mailler tout type de géométrie, et génère des matrices symétriques définies positives et creuses. Cependant, elle a également la même complexité que la méthode des éléments finis.

Enfin, la méthode des éléments de frontière [BON-99, PRE-00] permet la résolution numérique d'équations issues de méthodes intégrales. L'idée de base des méthodes intégrales consiste à reformuler un problème régi par des équations aux dérivées partielles linéaires, sous la forme d'équations dont les supports géométriques coïncident avec les frontières des volumes mis en jeu. Elle permet ainsi d'économiser le maillage à l'intérieur des volumes. Cette méthode est majoritairement utilisée pour des phénomènes régis par des équations elliptiques (par exemple conduction thermique en régime stationnaire ou magnétostatique) et permet de modéliser tout type de géométrie. Parmi les logiciels utilisant

la méthode des éléments de frontière, on trouve par exemple le logiciel LOCAPI [LOC] développé au laboratoire de génie électrique de Grenoble. Néanmoins, les matrices issues de la méthode sont symétriques mais denses et donc très coûteuses en résolution numérique. Par ailleurs, dans notre cas, les éléments modélisés sont de type couche mince, et de ce fait le fait de s'affranchir du maillage interne des volumes n'aurait que très peu d'intérêt.

Le Tableau 4 synthétise les points forts et les points faibles de ces quatre méthodes numériques selon des critères de facilité de mise en œuvre, de géométries modélisées, de type de matrices en sortie et de remplissage des matrices.

Méthode numérique	Facilité de mise en œuvre	Géométries modélisées	Type de matrices	Caractère creux des matrices
FEM	-	Toutes	Symétriques définies positives	+
FDM	++	Simple	Symétriques définies positives	++
FVM	-	Toutes	Symétriques définies positives	+
BEM	+	Simple	Symétriques	--

Tableau 4 : Comparaison des méthodes numériques

II.1.c. Méthodes retenues

Premièrement, la méthode des éléments de frontière n'a pas été retenue car elle aboutit sur un système matriciel dense et l'économie du maillage volumique n'a que peu d'intérêt dans le cas des géométries mises en jeu dans notre problématique.

La première étape de la méthodologie a permis de décomposer le système en sous-composants élémentaires. Cette décomposition permet de construire un modèle précis de chaque sous-composant en s'affranchissant des contraintes géométriques des blocs environnants. Certains éléments modélisés peuvent ainsi de rapporter à des géométries simples de type parallélépipédiques comme le die ou le substrat d'un package. La méthode des différences finies a été retenue pour modéliser de telles géométries car elle est facile à mettre en œuvre et construit des matrices symétriques définies positives et creuses.

Néanmoins, certains composants peuvent présenter des géométries assez complexes, comme les connecteurs (balls, leads) par exemple. Les méthodes des éléments finis et des volumes finis permettent de prendre en compte tout type de géométrie. Toutefois, le logiciel

Flux® [FLU], utilisant la méthode des éléments finis, étant disponible au laboratoire, cette méthode a donc été retenue afin de modéliser le comportement thermique des systèmes. De plus, cette méthode permet également de construire un modèle numérique du système global afin d'évaluer les performances de la méthodologie Flex-CTM.

II.2. Processus d'extraction

Le processus d'extraction d'un modèle numérique consiste à récupérer les propriétés numériques du modèle :

- les matrices G et C du modèle
- les propriétés de tous les nœuds du maillage
- les nœuds appartenant aux interfaces du modèle

Premièrement, les matrices numériques G et C sont de très grande dimension, et contiennent beaucoup de termes nuls. Elles sont donc stockées en format creux, ce qui permet de gagner de la place mémoire puisque l'on s'affranchit du stockage des zéros dans la matrice. Ainsi deux fichiers texte g.txt et c.txt dans lesquels sont écrites respectivement les matrices G et C en format creux sont créés.

Deuxièmement, le processus d'extraction renvoie toutes les propriétés des nœuds de maillage. Une table est ainsi construite permettant de relier l'identifiant du nœud à son indice dans la matrice numérique et à ses coordonnées en trois dimensions.

Enfin, les identifiants des nœuds appartenant aux interfaces du modèle sont repérés. Les coordonnées 3D des nœuds d'interface sont transformées en coordonnées 2D sur l'interface d'appartenance du nœud afin de reconstituer un maillage 2D de l'interface. Ce maillage en deux dimensions nous sera utile dans la suite de la méthodologie. Toutes ces données relatives aux interfaces sont stockées dans un fichier XML, qui contient en plus quelques informations générales sur le modèle.

Le processus d'extraction du modèle numérique construit ainsi :

- deux fichiers g.txt et c.txt représentant les matrices G et C en format sparse
- Un fichier XML contenant les nœuds appartenant aux interfaces

II.3. Mise en œuvre de deux prototypes d'extracteur

II.3.a. Implémentation des prototypes

Un premier prototype d'extracteur a été développé au sein du logiciel Flux [FLU]. Des fonctionnalités ont été ajoutées au logiciel afin de récupérer les matrices éléments finis du modèle, la table de connectivité et les nœuds appartenant aux interfaces.

En outre, dans le cadre du stage de master de Pierre Lebeaut, un extracteur en différences finies a été développé afin de modéliser le comportement thermique de géométries parallélépipédiques et de récupérer les propriétés numériques du modèle. La solution retenue pour le maillage est un maillage hexaédrique régulier en imposant un nombre de nœuds dans les trois directions de l'espace. Cette solution présente de nombreux avantages. En effet, en adoptant une numérotation des nœuds de maillage suivant les coordonnées géométriques de celui-ci, on peut créer une corrélation immédiate entre l'identifiant du nœud, son indice dans les matrices numériques et ses coordonnées en trois dimensions. On s'affranchit ainsi d'une table de connectivité entre les identifiants, les indices et les coordonnées des nœuds de maillage. Toutefois, le fait de définir un nombre de nœuds imposé dans les trois directions du modèle peut impliquer quelques contraintes. En effet, prenons pour exemple la modélisation d'un die multi sources en différences finies avec un nombre de nœuds imposé dans les trois directions. Les dimensions et le placement des sources peuvent être définis telles que les arêtes des sources chevauchent plusieurs éléments surfaciques comme le montre la Figure 2-9-a. Dans ce cas, les sources sont repositionnées et redimensionnées afin que les sources coïncident avec un ensemble d'éléments surfaciques (Figure 2-9-b). Le redimensionnement et le repositionnement d'une source sont effectués en considérant les nœuds de maillage les plus proches des frontières de la source.

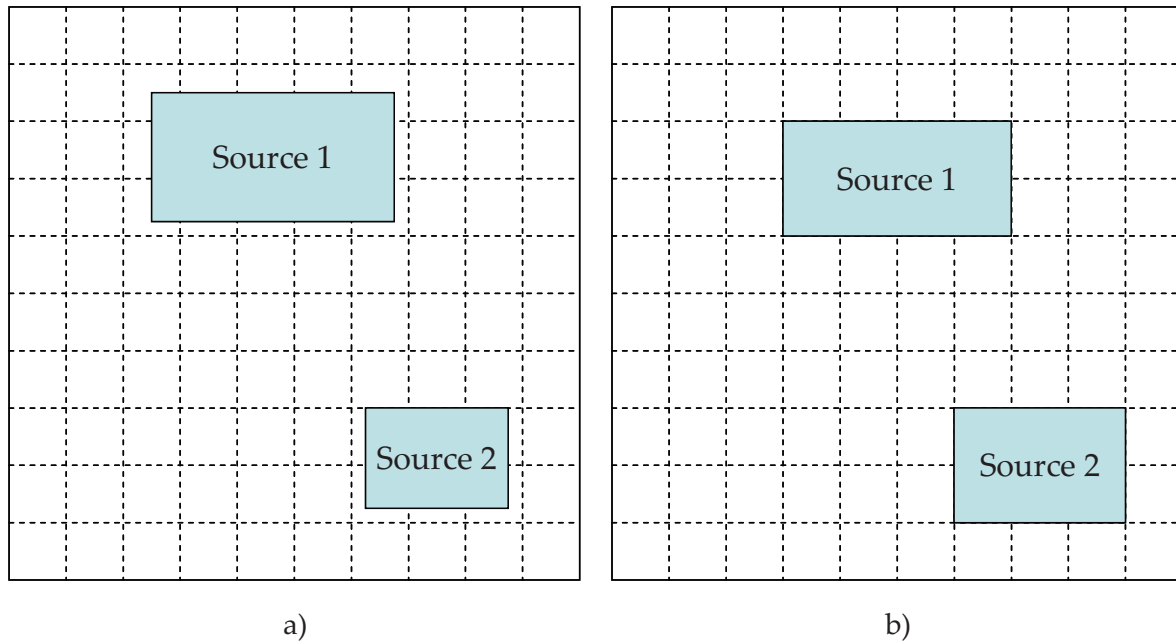


Figure 2-9 : Redéfinition des dimensions des sources d'un modèle FDM de die

II.3.b. Validation de l'extraction

Afin de valider le processus d'extraction de modèles numériques, nous avons défini un cas d'étude que nous avons modélisé d'une part par la méthode des éléments finis et d'autre part par la méthode des différences finies. Le cas sélectionné est un die parallélépipédique en silicium avec cinq sources dissipatrices de puissance de type échelon sur la surface de jonction et des coefficients d'échange sur les différentes faces du die. La géométrie du die est représentée dans la Figure 2-10. Le die fait 6mm de longueur, 6mm de largeur et a une épaisseur de 0,7mm. Les sources S1, S2, S4 et S5 ont les mêmes dimensions (1,2mm*1,2mm) et la source S3 mesure 0,8mm*0,8mm.

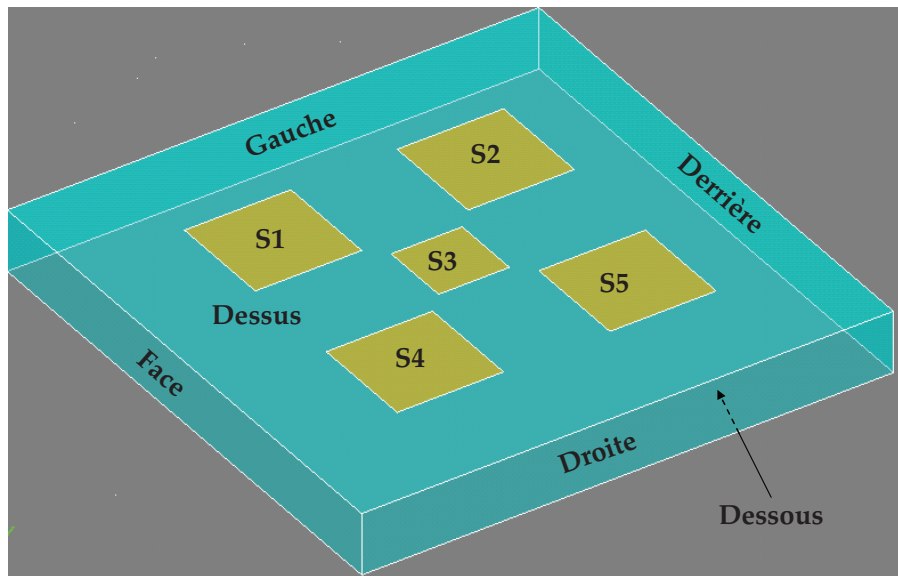


Figure 2-10 : Die multi sources

Le Tableau 5 donne la valeur de l'amplitude des échelons de puissance et des coefficients d'échange appliqués sur les différentes surfaces du die multi sources.

Sources de puissance		Surfaces d'échange	
Surface	Puissance dissipée (mW)	Surface	Htc (W.m ⁻² .K ⁻¹)
S1	80	Face	300
S2	30	Derrière	8
S3	40	Dessus	0
S4	60	Dessous	400
S5	10	Gauche	100
		Droite	8

Tableau 5 : Conditions de simulation du die multi sources

Ensuite, nous avons extrait ce modèle avec les deux prototypes développées et avons simulé les modèles extraits dans un solveur circuit avec les conditions de simulations du Tableau 5. Les deux modèles numériques ont été construits avec la même discrétisation, en imposant un nombre imposé de nœuds dans chaque direction (40 nœuds dans chaque direction dans ce cas). Cette discrétisation assure une convergence de la solution à la fois en éléments finis et en différences finies. Dans le cas du solveur par différences finies, les cinq sources du die ont été redimensionnées afin de coïncider avec le maillage du die (Figure 2-9).

Afin de reproduire les conditions de simulation sur les modèles extraits, les coefficients d'échange et les sources de puissance ont été distribués avec des poids différents selon la

position du nœud sur la surface d'intérêt (Annexe 1). Les modèles extraits ont été simulés de 0 à 10000s avec un pas de temps logarithmique. La Figure 2-11 représente l'évolution temporelle de la température moyenne de la source S₄ simulée des modèles extraits en éléments finis et en différences finies ainsi que l'erreur absolue entre les deux températures.

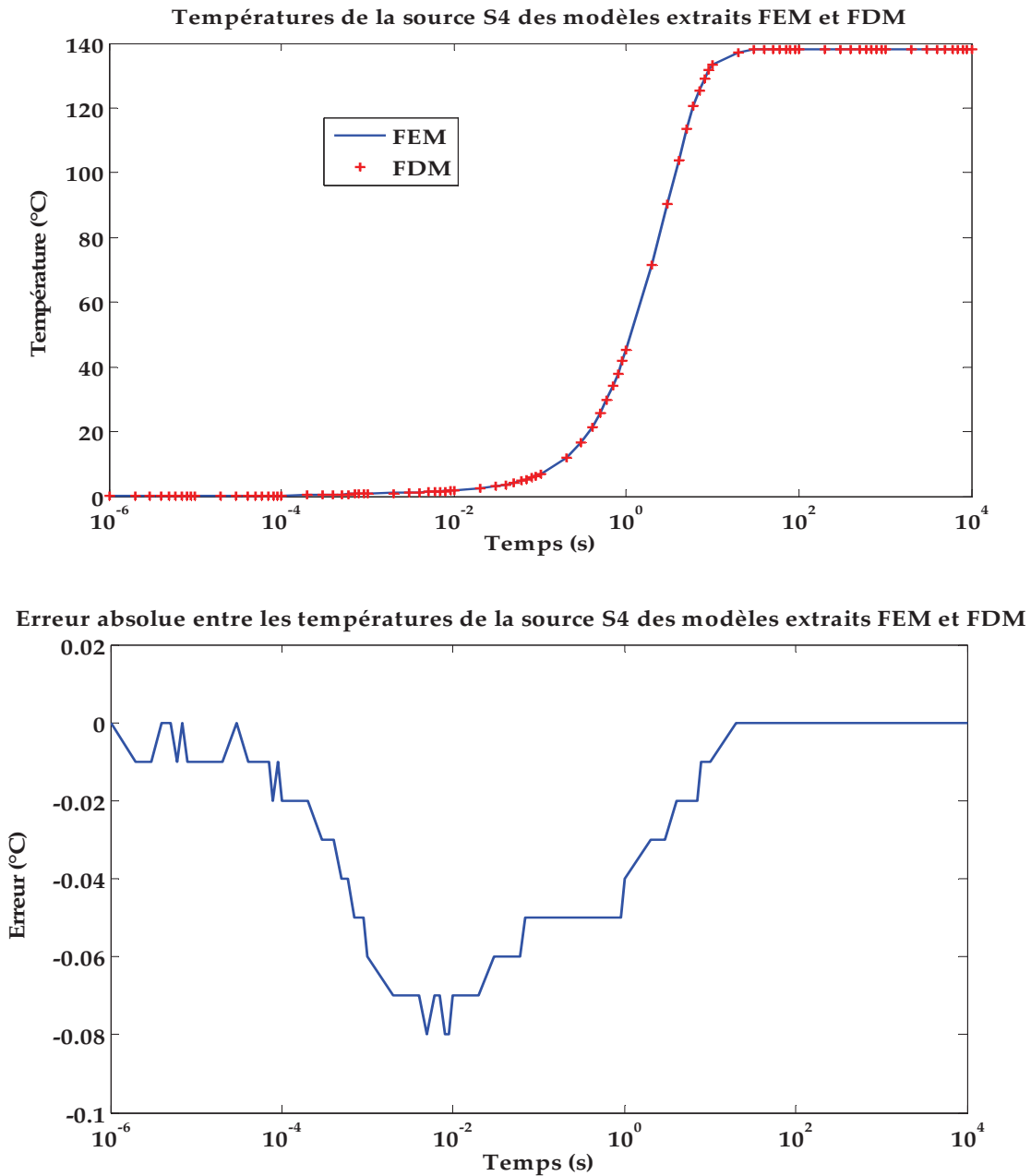


Figure 2-11 : Courbes de simulation des modèles extraits FEM et FDM du die multi sources

Notons que la température moyenne de la source S₄ a été calculée en pondérant les températures nodales par la surface des nœuds associée. On observe un écart plus important entre les deux modèles pendant le régime transitoire due au repositionnement des sources.

En effet, dans les premiers pas de temps, la dissipation de chaleur est très locale et le repositionnement des sources, utilisé avec le modèle par différences finies, provoque donc une erreur assez importante dans les premiers pas de temps qui s'atténue au régime stationnaire due à une cartographie de température plus uniforme de la surface supérieure du die. Par ailleurs, l'erreur au régime stationnaire est nulle car dans ce cas les sources sont seulement repositionnées mais pas redimensionnées.

III. Sous-échantillonnage des interfaces du modèle

La troisième étape de la méthodologie Flex-CTM (Figure 2-5) consiste à préparer le modèle numérique avant sa réduction. Le but de cette étape est donc de définir un ensemble de nœuds qui seront conservés en sortie de la réduction. Ces nœuds sont appelés **nœuds externes** et représentent les ports entrées-sorties du modèle. On classe les nœuds externes en trois catégories. Premièrement, les **nœuds sources** (entrées) sont des nœuds sur lesquels on applique une source de puissance. Ces nœuds appartiennent en général à une surface de jonction d'un die. Deuxièmement, les **nœuds d'interface** (entrées) appartiennent aux surfaces d'échange du modèle et permettent d'appliquer des conditions aux limites sur le modèle après réduction. Les conditions aux limites peuvent être de type température imposée, coefficient d'échange thermique ou autre modèle conductif. Enfin, les **nœuds de mesure** (sorties) sont des nœuds (autres que les nœuds précédents) sur lesquels la température est calculée en sortie de réduction. Par opposition aux nœuds externes, les autres nœuds du modèle numérique sont appelés **nœuds internes**. On peut ainsi décomposer les matrices du modèle en blocs externes et internes :

$$G = \begin{bmatrix} G_{ee} & G_{ei} \\ G_{ie} & G_{ii} \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} C_{ee} & C_{ei} \\ C_{ie} & C_{ii} \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

En première approche, nous pourrions tenter de définir tous les nœuds d'interfaces du modèle comme nœuds externes mais la réduction aboutirait à un modèle encore très gros en termes de nombre d'inconnues. Ainsi une sous-sélection des nœuds aux interfaces est nécessaire avant réduction. Cependant, le nombre et la position des nœuds sélectionnés sur une interface doit garantir la même transmission de flux de chaleur à travers l'interface et conserver l'énergie globale du système. Plusieurs techniques de sélection de nœuds peuvent être envisagées. Nous en présentons deux dans la suite de ce paragraphe.

III.1. Techniques de sélection de nœuds

III.1.a. Choix de nœuds physiques

La première solution envisagée et aussi la plus simple, consiste à choisir des nœuds de maillage existants sur une interface comme nœuds externes. Cette solution est très facile à mettre en œuvre. La Figure 2-12 représente une interface d'un modèle, maillée régulièrement, dans laquelle certains nœuds de maillage ont été sélectionnés comme nœuds externes. Tous les autres nœuds de l'interface sont alors définis comme nœuds internes.

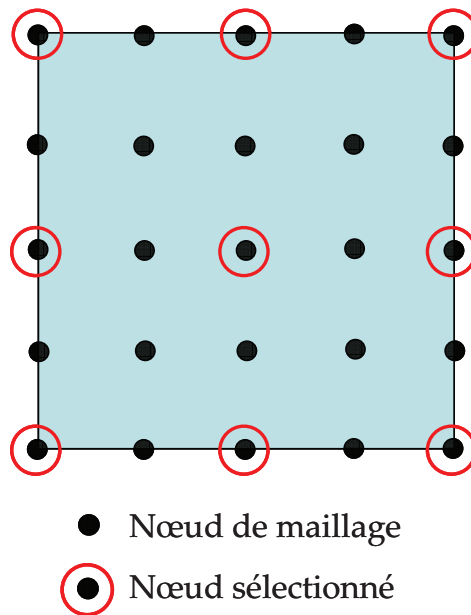


Figure 2-12 : Sélection de nœuds existants

Après sélection des nœuds externes du modèle, une surface équivalente est calculée et associée aux ports entrées sorties du modèle. Ainsi, les conditions de simulation (sources de puissance et coefficients d'échange) sont alors distribuées par rapport à ces nouvelles surfaces équivalentes selon le principe de l'annexe 1.

Toutefois, cette sélection de nœuds modifie le système initial. En particulier, dans le cas où un coefficient d'échange thermique est appliqué sur l'interface d'un solide. En utilisant cette technique de sélection de nœuds, le flux thermique vers le milieu extérieur passe uniquement par les nœuds sélectionnés de l'interface et aucun flux n'est échangé par les autres nœuds. Cette méthode de sélection n'a donc pas été retenue pour notre application.

III.1.b. Construction d'un maillage virtuel

La seconde solution envisagée consiste à substituer l'interface initiale par une interface virtuelle maillée à partir de ports dont la localisation est librement choisie, sans adhérence spécifique avec le maillage initial. L'interface numérique et l'interface virtuelle sont ensuite couplées en assurant les continuités physiques nécessaires.

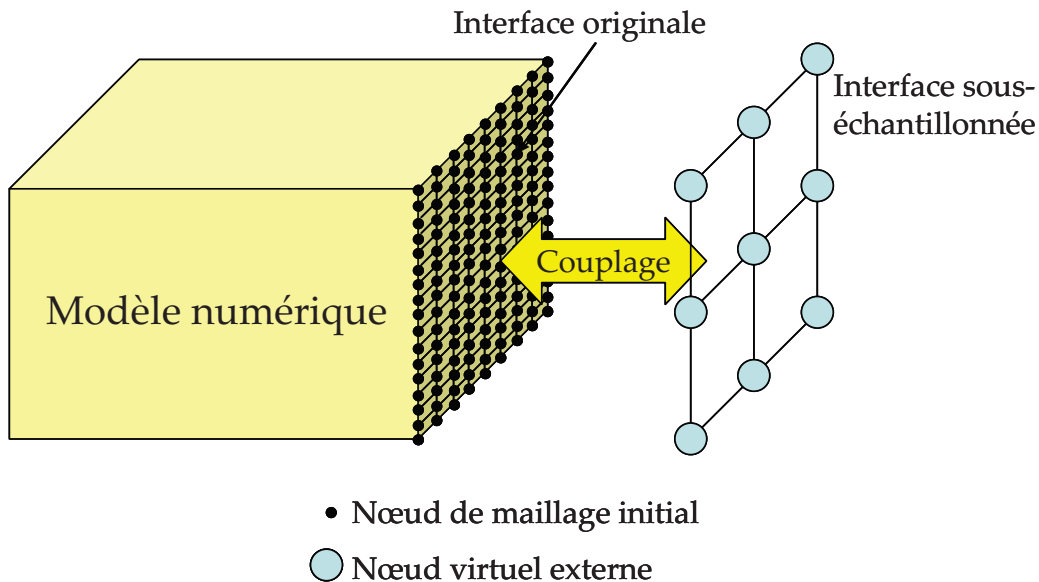


Figure 2-13 : Substitution de l'interface numérique par l'interface virtuelle

Le modèle résultant de cette étape de sous-échantillonnage, appelé modèle sous-échantillonné est alors le modèle numérique duquel les interfaces originales ont été substituées par les interfaces sous-échantillonnées (Figure 2-14).

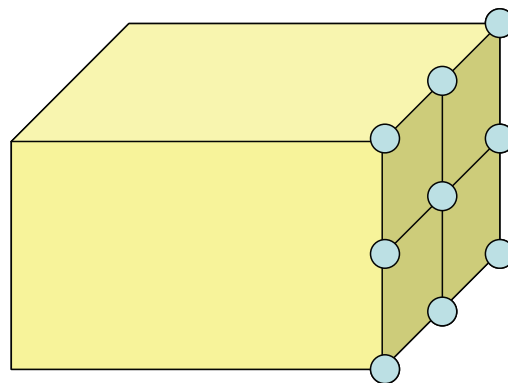


Figure 2-14 : Modèle sous-échantillonné

L'interface numérique et l'interface sous-échantillonnée ont des maillages non-coïncidents. Les interfaces ne peuvent donc pas être couplées en connectant leurs nœuds

d'interfaces un à un. Le couplage entre le modèle numérique et l'interface sous-échantillonnée est un cas particulier du couplage entre deux modèles et sera explicitement détaillé dans le paragraphe « Couplage de modèles réduits ».

III.1.c. Traitement des interfaces sources

Un traitement particulier est effectué pour les interfaces sources. En effet, afin de respecter au maximum les conditions initiales, l'injection des sources de puissance est effectuée sur tous les nœuds initiaux du maillage. Toutefois, tous les nœuds de maillage des sources ne peuvent être définis comme nœuds externes sinon la réduction résulterait sur un modèle trop lourd en termes de nombre d'inconnus.

La solution retenue est de créer un nœud virtuel, défini comme nœud externe, sur lequel on applique la source de puissance. Ce nœud serait donc le seul port d'entrée en sortie de réduction permettant d'appliquer une puissance uniforme sur une source du système. Le nœud virtuel est connecté à tous les nœuds de maillage d'une interface source par des résistances thermiques de forte valeur. Le but de ces résistances est de diffuser la source de puissance dans tous les nœuds du maillage sans influencer le comportement thermique du modèle. Ces résistances sont donc appelées R_{spread} . La Figure 2-15 illustre la connexion du nœud virtuel avec les nœuds d'interface du modèle numérique.

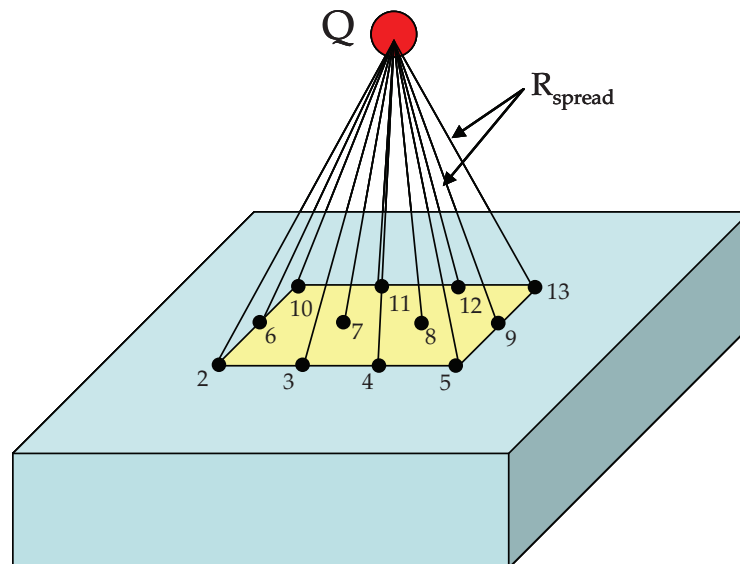


Figure 2-15 : Connexion d'un nœud virtuel aux nœuds sources

Toutefois, la valeur des R_{spread} doit être choisie afin de pouvoir négliger leur influence sur la transmission du flux de chaleur dans le modèle. Ainsi, dans le cas d'un circuit RC entre deux nœuds A et B (Figure 2-16), la diffusion d'une puissance de valeur Q via des résistances R_{spread} doit impliquer le même comportement thermique du circuit que l'application de deux sources de puissances de valeur $Q/2$ sur les nœuds A et B du circuit.

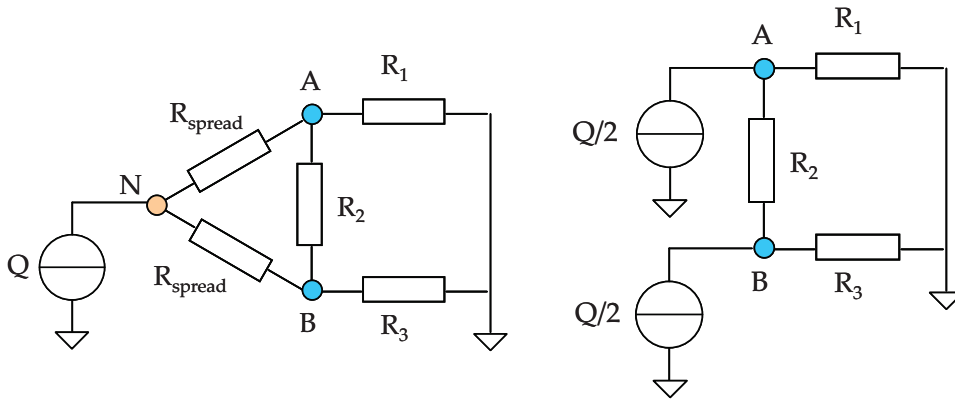


Figure 2-16 : Caractérisation de la valeur des R_{spread}

La transmission du flux de chaleur par conduction, d'un nœud vers l'extérieur, peut se modéliser par une résistance thermique équivalente entre ce nœud et l'ambient. On peut montrer que pour négliger l'influence des résistances R_{spread} sur la transmission du flux de chaleur dans le modèle, leur valeur doit être très supérieure devant la résistance maximale d'un nœud du modèle vers l'ambient et devant les résistances entre les nœuds de l'interface. Dans le cas du circuit de la Figure 2-16, il faudrait donc que la valeur de R_{spread} soit très grande devant les résistances R_A , R_B et R_2 , (où R_A et R_B désignent les résistances équivalentes des nœuds A et B vers la masse).

De plus, afin de distribuer la source de puissance non-uniformément sur les nœuds d'interface source comme c'est possible avec les éléments finis, des poids différents correspondant aux surfaces équivalentes des nœuds sont appliqués sur les R_{spread} (Annexe 1). Par exemple, dans le cas d'une interface maillée régulièrement, comme c'est le cas dans la Figure 2-15, si les nœuds intérieurs de la surface sont connectés au nœud virtuel par des résistances R_{spread} d'une valeur R , la valeur des R_{spread} entre les nœuds d'arête et le nœud virtuel vaut $2 \cdot R$ et la valeur des R_{spread} entre les nœuds coins et le nœud virtuel vaut $4 \cdot R$.

La création de ce nœud virtuel ajoute une ligne et une colonne dans les matrices numériques. Les connections entre ce nœud et les nœuds d'interface source étant

uniquement résistives, tous les éléments de la ligne et de la colonne supplémentaires de la matrice C sont nuls. Dans la matrice G, seuls les termes entre l'indice du nœud virtuel et les indices des nœuds sources sont non nuls et valent $-1/R_s$, où R_s représente la valeur de la résistance R_{spread} entre le nœud source et le nœud virtuel. Par ailleurs, afin d'isoler ce nœud de l'extérieur, un terme égal à la somme des termes non diagonaux de la ligne de la matrice correspondant à l'indice du nœud virtuel est ajouté sur le terme diagonal. Illustrons l'effet sur la matrice numérique G de cet ajout de nœud virtuel dans le cas de l'interface source maillée régulièrement de la Figure 2-15. Supposons que les numéros des nœuds indiqués sur le schéma coïncident avec leur indice dans la matrice et que le nœud virtuel est à l'indice 1. La première ligne de la matrice G s'écrit alors :

$$G(1,:) = \left[\frac{6}{R} \quad \frac{-1}{4R} \quad \frac{-1}{2R} \quad \frac{-1}{2R} \quad \frac{-1}{4R} \quad \frac{-1}{2R} \quad \frac{-1}{R} \quad \frac{-1}{R} \quad \frac{-1}{2R} \quad \frac{-1}{4R} \quad \frac{-1}{2R} \quad \frac{-1}{2R} \quad \frac{-1}{4R} \dots \right] \quad (2-8)$$

Afin de conserver la propriété symétrique de la matrice G, les termes s'écrivent à la fois sur la ligne et sur la colonne du nœud virtuel. Ainsi, on trouverait la même matrice ligne (2-8) en écrivant la transposée de la première colonne de la matrice G.

Toutefois, la température surfacique de l'interface source ne peut être mesurée en calculant la température du nœud virtuel. En effet, l'ajout des R_{spread} de très forte valeur provoque une forte différence de potentiel entre les nœuds d'interface source et le nœud virtuel. L'interface source est donc sous-échantillonnée de la même manière que les autres interfaces et la température surfacique de l'interface est calculée en pondérant les températures nodales par rapport aux surfaces équivalentes des nœuds externes. Par ailleurs, cette interface sous-échantillonnée permet d'appliquer une source de puissance non-uniforme sur l'interface en appliquant des sources de puissance différentes sur chaque nœud de l'interface sous-échantillonnée.

En conclusion, pour chaque interface source du modèle, un **nœud virtuel** permet d'appliquer une source de puissance uniforme sur tous les nœuds de maillage de l'interface, et cette même interface est également **sous-échantillonnée** par construction d'une interface virtuelle, afin de mesurer la température moyenne de l'interface, d'appliquer une source de puissance non-uniforme à l'interface, ou encore de coupler cette interface à un autre modèle. Le nœud virtuel et les nœuds sélectionnés seront ainsi définis comme nœuds externes et

conservés après réduction. Les nœuds de maillage de l'interface source seront donc supprimés.

III.2. Critères de sélection de nœuds

La problématique du choix des nœuds revient à choisir un maillage moins dense que le maillage numérique aux interfaces du modèle tout en préservant le flux transitant à travers cette interface. Les modèles pouvant être utilisés quels que soient les cas d'étude et les conditions de simulation, ce choix de nœuds doit être effectué indépendamment des conditions aux limites du système. Par ailleurs, les nœuds sélectionnés correspondent aux nœuds du système préservés après réduction. Ainsi, moins le système aura de nœuds externes, plus le modèle réduit sera petit en terme de nombre d'inconnues. Toutefois, ce sous-échantillonnage lisse le profil de température sur l'interface et donc masque les éventuels points chauds locaux à la surface du modèle. Le choix des nœuds résulte donc d'un compromis entre précision et taille du modèle réduit.

Le choix des nœuds étant indépendant des conditions aux limites, une configuration régulière des nœuds externes a été retenue. En effet, le gradient thermique à l'interface peut être très différent suivant les conditions de simulation du modèle, et seul ce schéma régulier est de ce fait réellement applicable.

Par expérience, on propose de disposer sur les interfaces d'une représentation de température au moins à l'ordre 2, ce qui revient à imposer au moins deux mailles dans chaque direction. Par ailleurs, la finesse de maillage de l'interface virtuelle dépend du niveau de modélisation du système. De cette manière, on peut évaluer a priori un ordre de grandeur des systèmes environnants et choisir un pas de maillage de l'interface virtuelle en conséquence.

III.3. Validation du sous-échantillonnage

Afin de valider la technique de sélection de nœuds retenue, des simulations temporelles ont été effectuées sur un cas d'étude. Le système étudié est le die multi sources (Figure 2-10) avec seule la source S3 dissipant une puissance de 1W (Figure 2-17). Le système a été modélisé en différences finies avec un nombre de nœuds imposé dans les trois directions de l'espace (9000 nœuds), puis extrait.

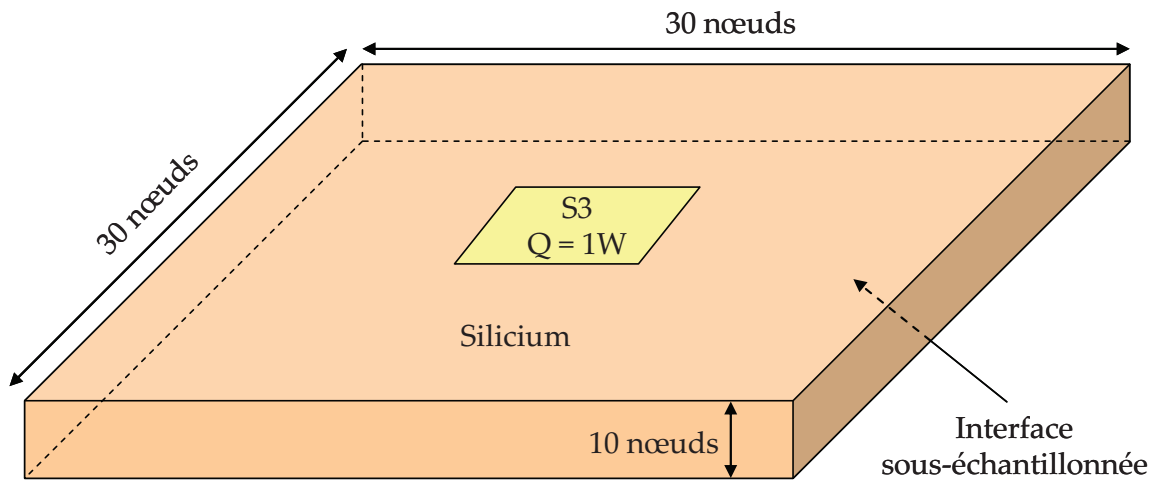


Figure 2-17 : Die multi sources avec seule la source S₃ dissipant une puissance de 1W

L'interface du dessous (900 nœuds d'interface sur le modèle original) est ensuite sous-échantillonnée par construction d'une interface virtuelle. Un coefficient d'échange de $100\text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$ est appliqué après sous-échantillonnage sur cette interface (Figure 2-18).

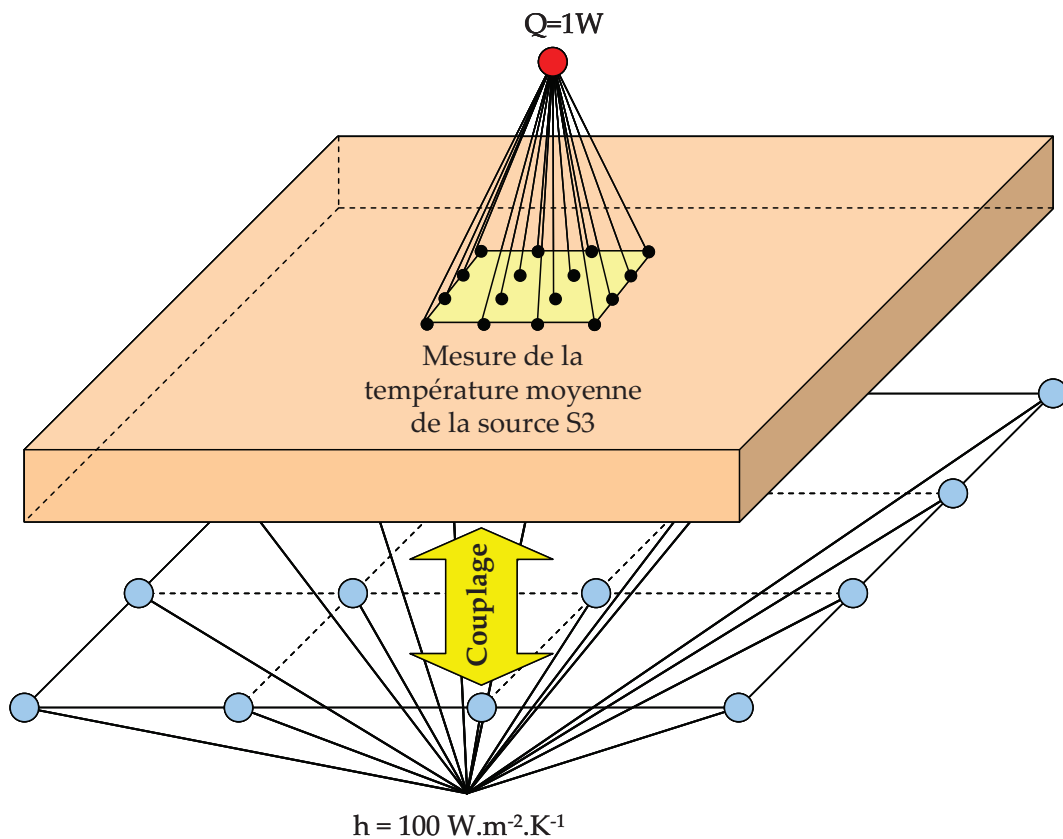


Figure 2-18 : Cas d'étude pour la validation du sous-échantillonnage

III.3.a. Simulation temporelle

Le modèle est simulé dans le domaine temporel, et la température moyenne de la source S3 est calculée pour un nombre différent de nœuds conservés sur l'interface. La courbe de la Figure 2-19 montre l'évolution temporelle de la température moyenne de la source S3 pour un nombre différent de nœuds d'interface conservés :

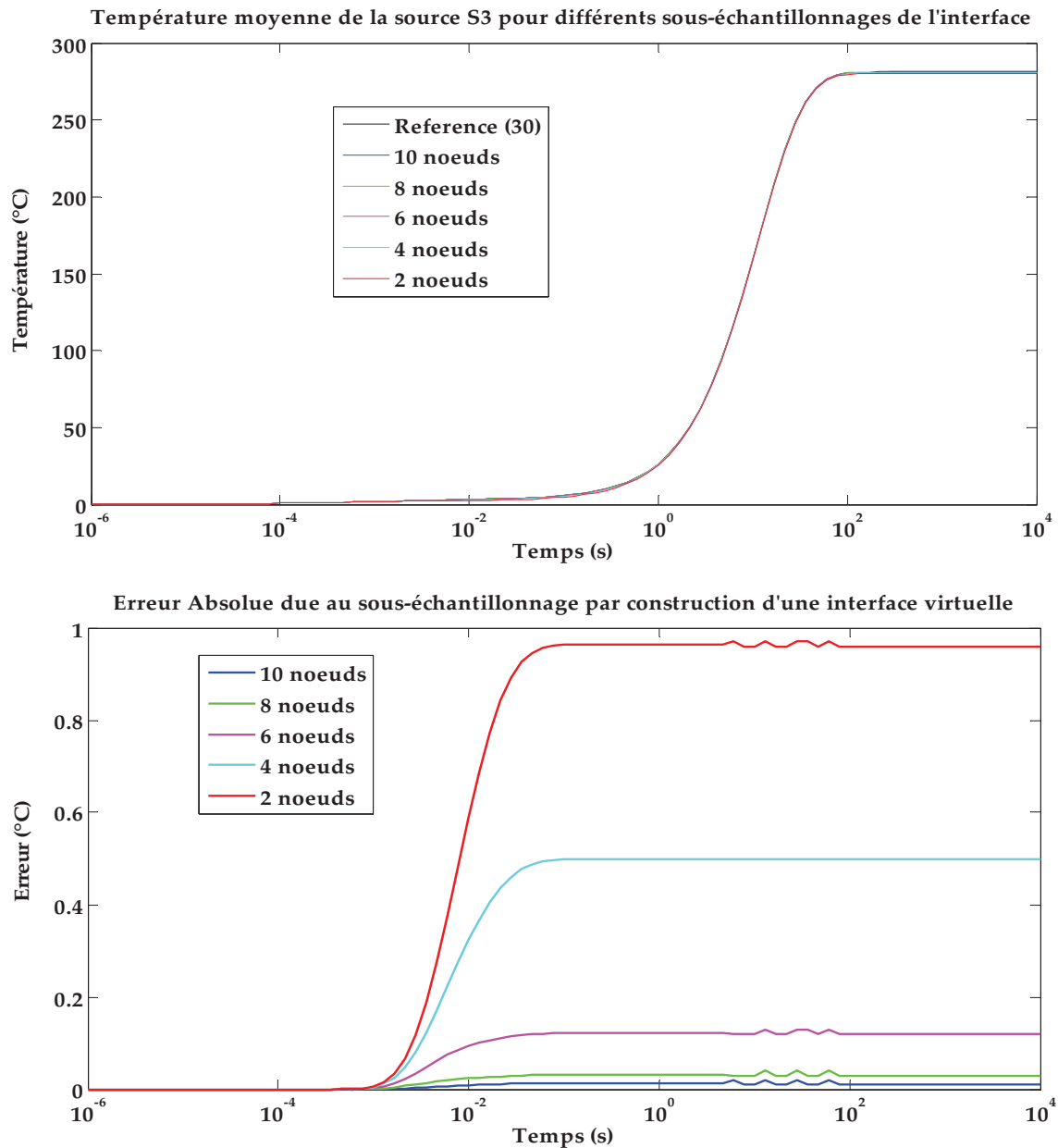


Figure 2-19 : Température moyenne de la source S3 du modèle sous-échantillonné

Le nombre de nœuds dans la légende indique le nombre de nœuds imposé dans les deux directions. Cela signifie que la simulation 10 nœuds correspond à une simulation du modèle sous-échantillonné avec 100 nœuds conservés à l'interface du dessous. Ces courbes

montrent une très bonne précision du modèle sous-échantillonné par construction d'une interface virtuelle par rapport au modèle d'origine. Toutefois, on peut constater une modification plus ou moins significative de la température en régime stationnaire suivant le nombre de nœuds conservés. Comme on pouvait s'y attendre, l'erreur est plus importante si moins de nœuds sont conservés à l'interface. En effet, dans le cas où seulement 4 nœuds sont conservés à l'interface, les températures des nœuds d'interface du modèle original sont interpolés sur ces quatre nœuds ce qui lisse considérablement la température de surface du modèle. Toutefois, l'erreur au stationnaire reste très faible devant l'élévation de température totale du système, quelque soit le nombre de nœuds conservé.

Cependant, le tracé des erreurs relatives entre les simulations des modèles sous-échantillonnés et du modèle d'origine révèle une erreur plus significative dans le régime transitoire (Figure 2-20). Cette erreur montre une difficulté à reproduire fidèlement la dissipation de la chaleur sur l'interface. En effet, dans le cas où peu de nœuds sont conservés, les températures de surface sont fortement lissées et donc diminuent l'amplitude du gradient de température à l'interface dans les premiers pas de temps de simulation. Ce phénomène local de la dissipation de chaleur dans les premiers pas de temps est donc faussé par une interpolation grossière lorsque peu de nœuds sont conservés. Toutefois, cette erreur devient beaucoup plus faible dans les pas de temps suivants car la température à l'interface sous-échantillonnée s'homogénéise.

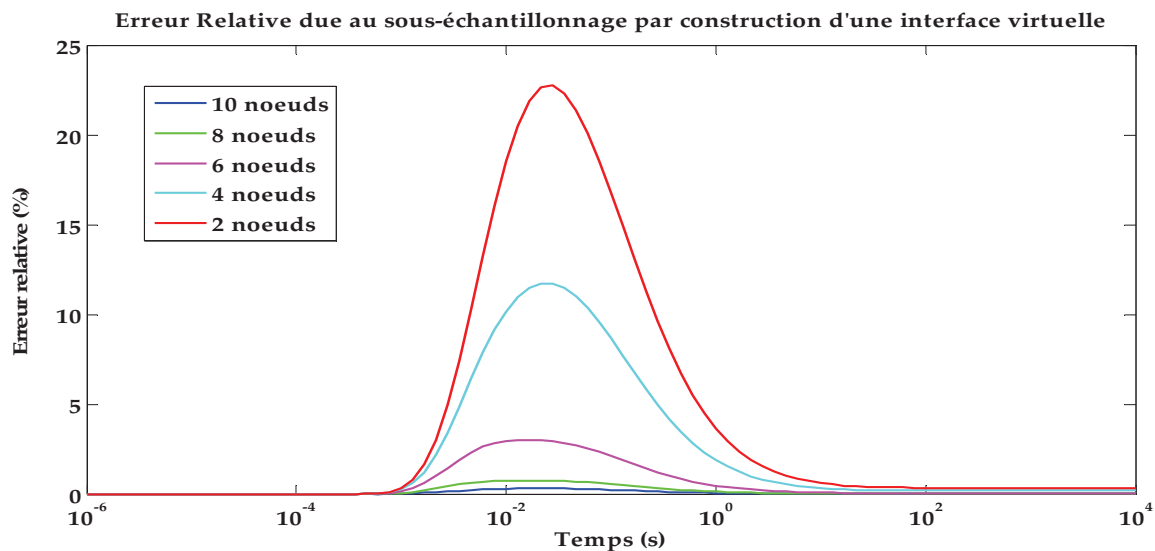


Figure 2-20 : Erreurs relatives des modèles sous-échantillonnés par rapport au modèle original

III.3.b. Transmission du flux de chaleur à travers l'interface sous-échantillonnée

Afin de conserver le comportement du système initial après sous-échantillonnage, le nombre et la position des nœuds conservés sur une interface doit préserver la même transmission du flux de chaleur à travers l'interface sous-échantillonnée qu'à travers l'interface d'origine. Plusieurs simulations ont été effectuées sur un cas test afin de valider cette propriété du sous-échantillonnage. Le flux à travers l'interface sous-échantillonnée est calculé au régime stationnaire pour chaque configuration du nombre de nœuds conservés, et est comparé au flux de chaleur à travers l'interface d'origine. Le cas test est un cube d'alumine dont la face inférieure est sous-échantillonnée avec la technique de sélection de nœuds par construction d'une interface virtuelle. Le cube d'alumine est modélisé en différences finis en imposant 10 nœuds dans chaque direction de l'espace, puis extrait. Un coefficient d'échange est appliqué après sous-échantillonnage sur l'interface du dessous. Le cas d'étude est représenté par la Figure 2-21.

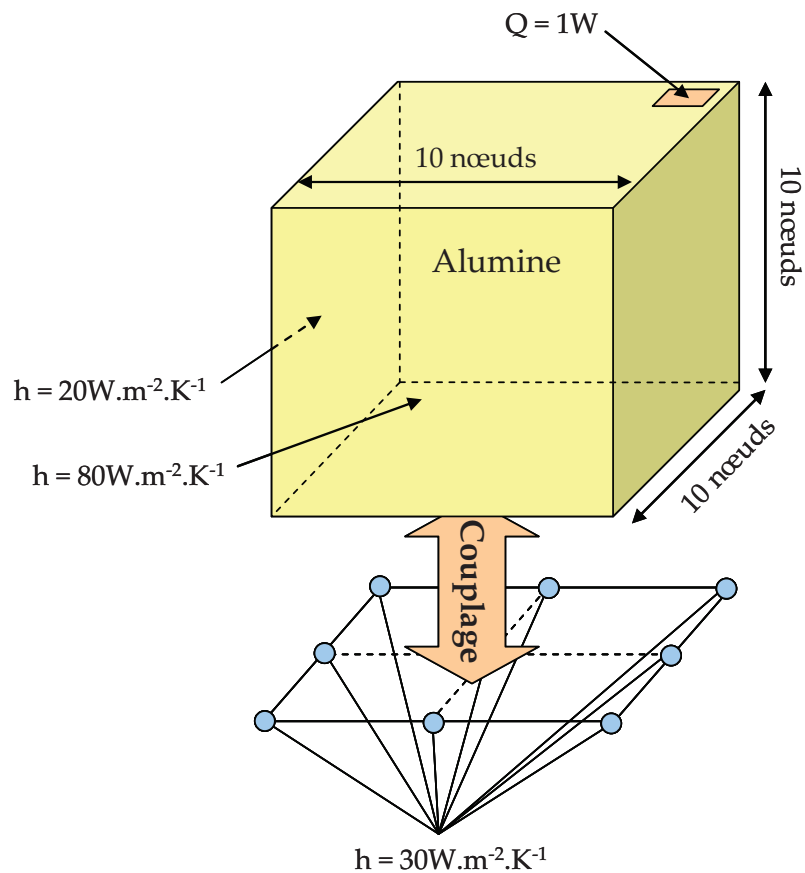


Figure 2-21 : Cas d'étude permettant de générer un gradient linéaire

Considérons une source ponctuelle dans un coin du cube et des coefficients d'échange dans les deux faces opposées afin de générer un gradient linéaire sur l'interface sous-échantillonnée (Figure 2-22).

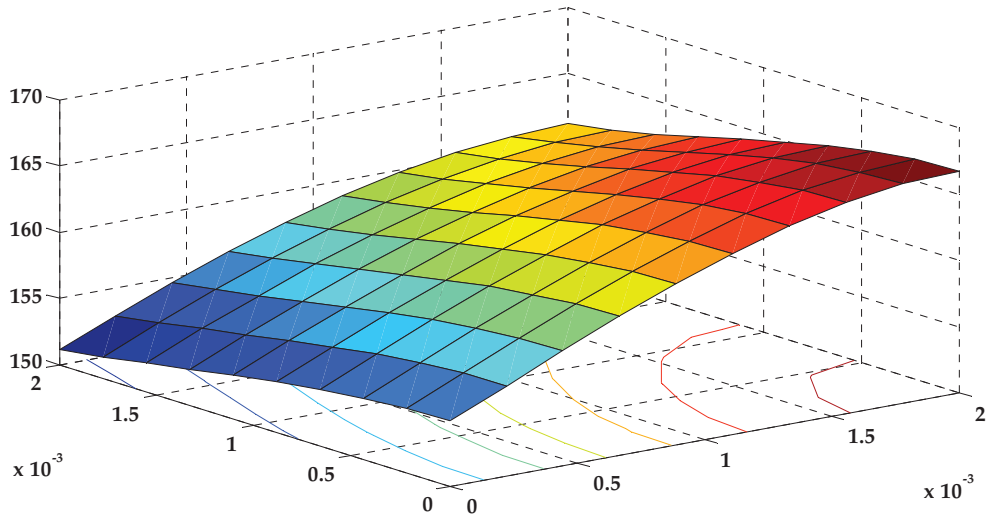


Figure 2-22 : Gradient thermique linéaire à l'interface du cube d'alumine

La répartition du flux de chaleur à l'état stationnaire à travers les différentes surfaces d'échange du cube d'alumine est indiquée dans le graphique ci-dessous :

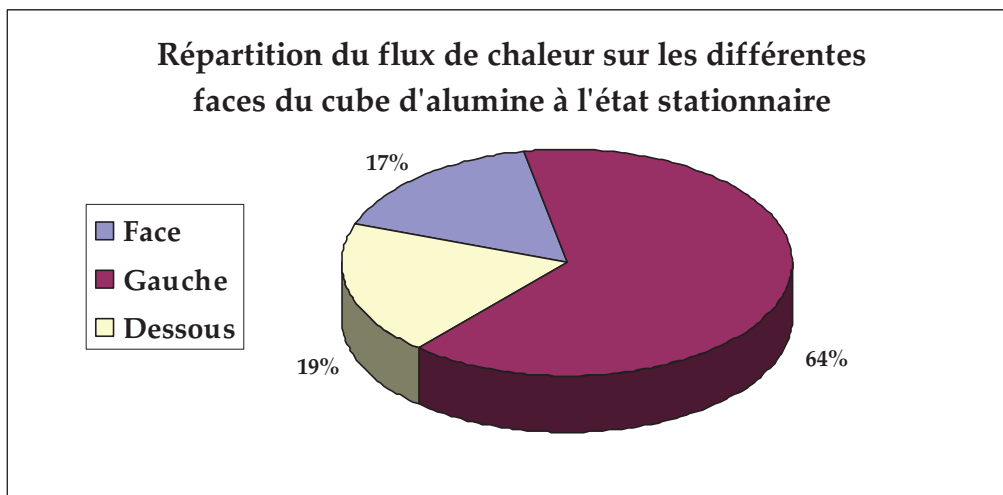


Figure 2-23 : Répartition du flux de chaleur à travers les surfaces du cube d'alumine

L'interface du dessous du cube a été sous-échantillonnée avec la technique de sélection de nœuds en faisant varier le nombre de nœuds conservés à l'interface. Le flux transitant par l'interface vers l'ambient $\varphi_{\text{interface}}$ a ensuite été calculé par la relation :

$$\varphi_{\text{interface}} = hS(T_{\text{interface}} - T_{\text{ambient}}) \quad (2-9)$$

Où h est le coefficient d'échange appliqué sur l'interface après sous-échantillonnage, S est la surface de l'interface, $T_{\text{interface}}$ représente la température moyenne de l'interface après sous-échantillonnage et T_{ambient} représente la température du milieu ambiant. Les graphes suivants représentent le flux de chaleur à l'état stationnaire transitant par l'interface sous-échantillonnée pour différents nombres de nœuds conservés à l'interface.

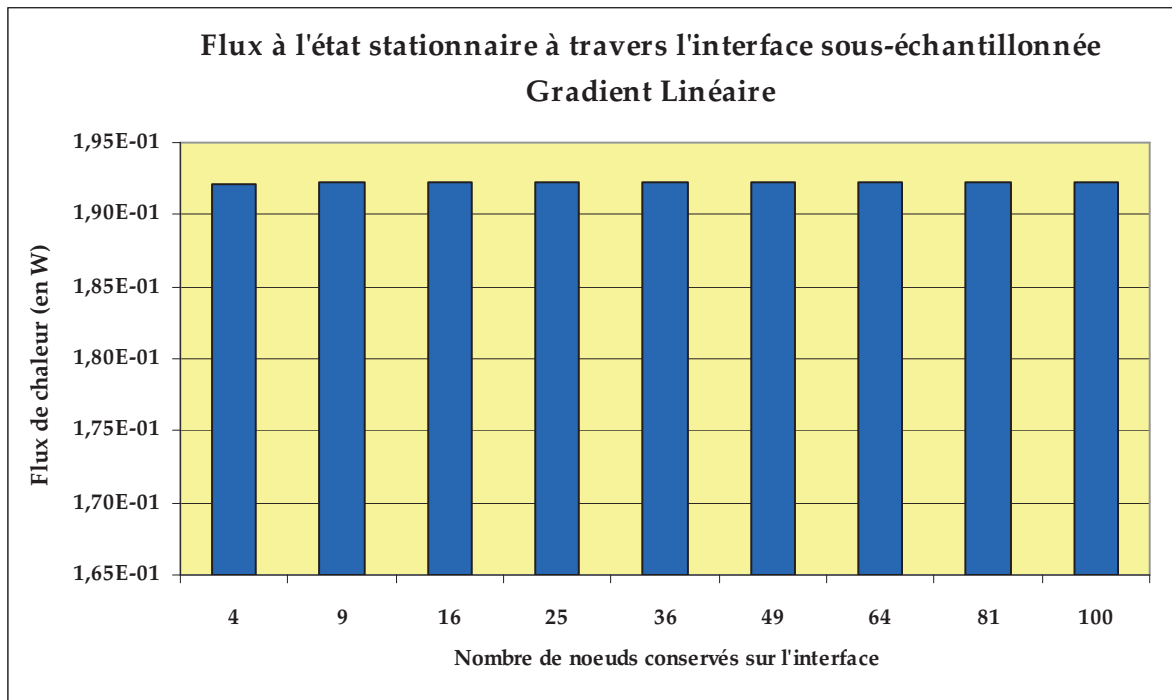


figure 2-24 : Flux de chaleur à l'état stationnaire à travers l'interface sous-échantillonnée dans le cas d'un gradient thermique linéaire

Cet histogramme montre que la technique de sélection par construction d'une interface virtuelle permet de conserver le flux de chaleur transitant par l'interface, quelque soit le nombre de nœuds conservés sur l'interface sous-échantillonnée.

De plus, le flux à travers l'interface sous-échantillonnée est bien conservé pendant tout le régime transitoire en utilisant la technique de sélection de nœuds par construction d'une interface virtuelle. En effet, les erreurs de flux à travers l'interface sous-échantillonnée par rapport au flux traversant l'interface du modèle original sont très faibles pendant tout le régime transitoire. La Figure 2-25 représente ces courbes d'erreur pour deux sous-échantillonnages de l'interface (36 nœuds et 64 nœuds conservés) :

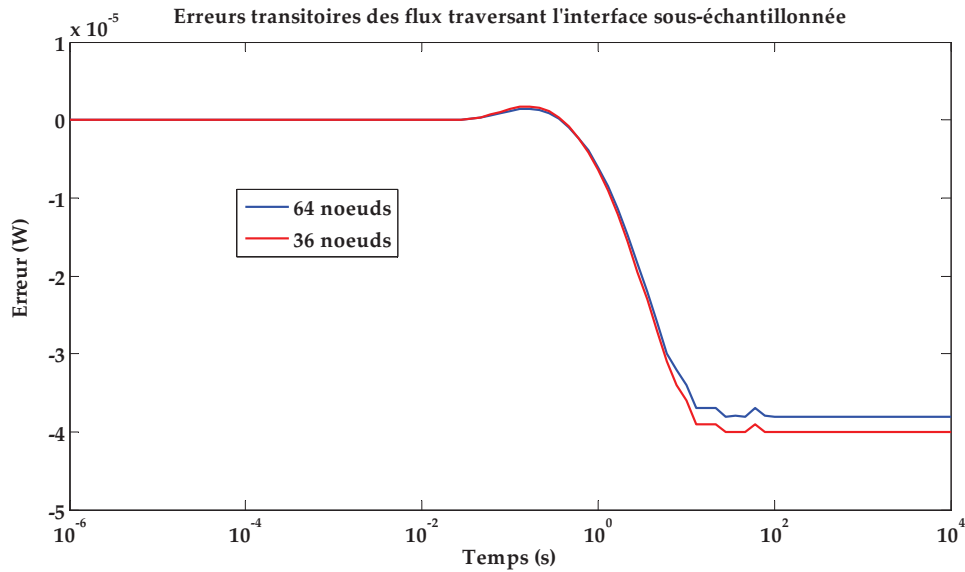


Figure 2-25 : Conservation du flux de chaleur pendant le régime transitoire

Par ailleurs, la même étude a été conduite avec un autre cas d'étude afin de générer un profil de température de type cloche sur l'interface sous-échantillonnée. Le système choisi pour mener cette étude est un board avec des coefficients d'échanges égaux à $1000 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$ sur deux faces latérales et une source dissipant une puissance de 1W . L'interface du dessous est sous-échantillonnée puis un coefficient d'échange de $5 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$ y est appliqué. Le cas d'étude est représenté par la Figure 2-26.

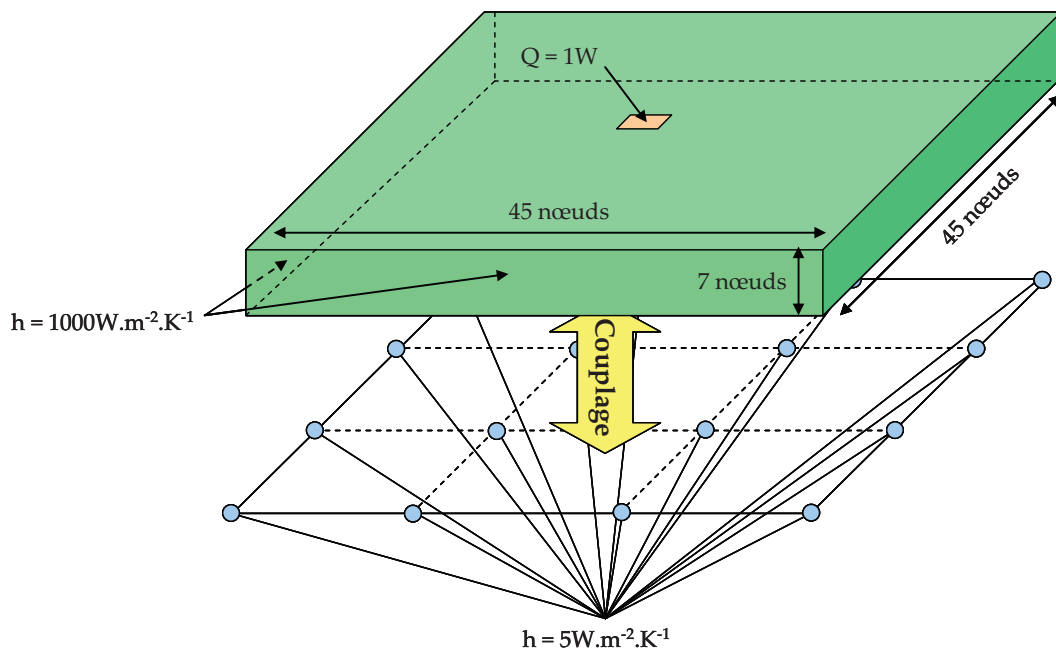


Figure 2-26 : Cas d'étude permettant de générer un gradient de type cloche

La Figure 2-27 représente le gradient thermique alors généré sur cette interface.

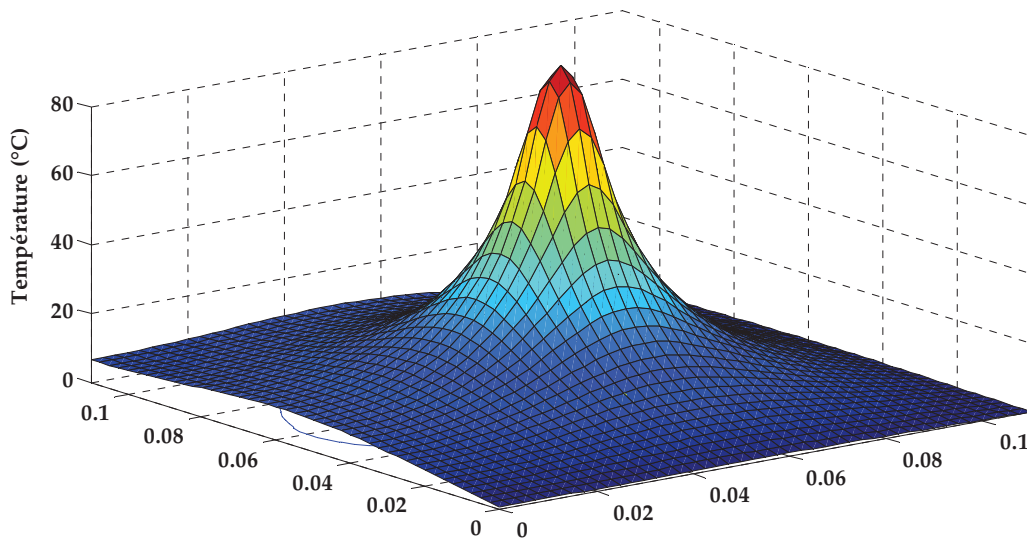


Figure 2-27 : Gradient thermique de type cloche à l'interface du die

La répartition du flux de chaleur à l'état stationnaire à travers les différentes surfaces d'échange du PCB est indiquée dans le graphique ci-dessous :

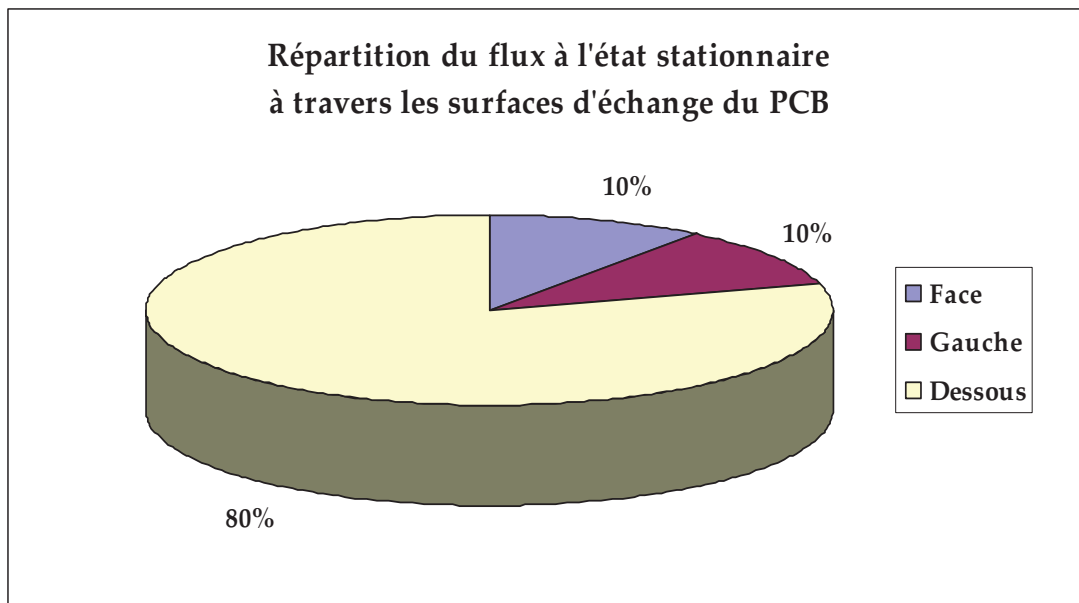


Figure 2-28 : Répartition du flux de chaleur à travers les surfaces du PCB

De la même manière, le flux de chaleur traversant l'interface sous-échantillonnée a été calculé avec la relation (2-9). Le graphe suivant récapitule les valeurs du flux de chaleur à l'état stationnaire traversant l'interface sous-échantillonnée selon le nombre de nœuds conservés à l'interface.

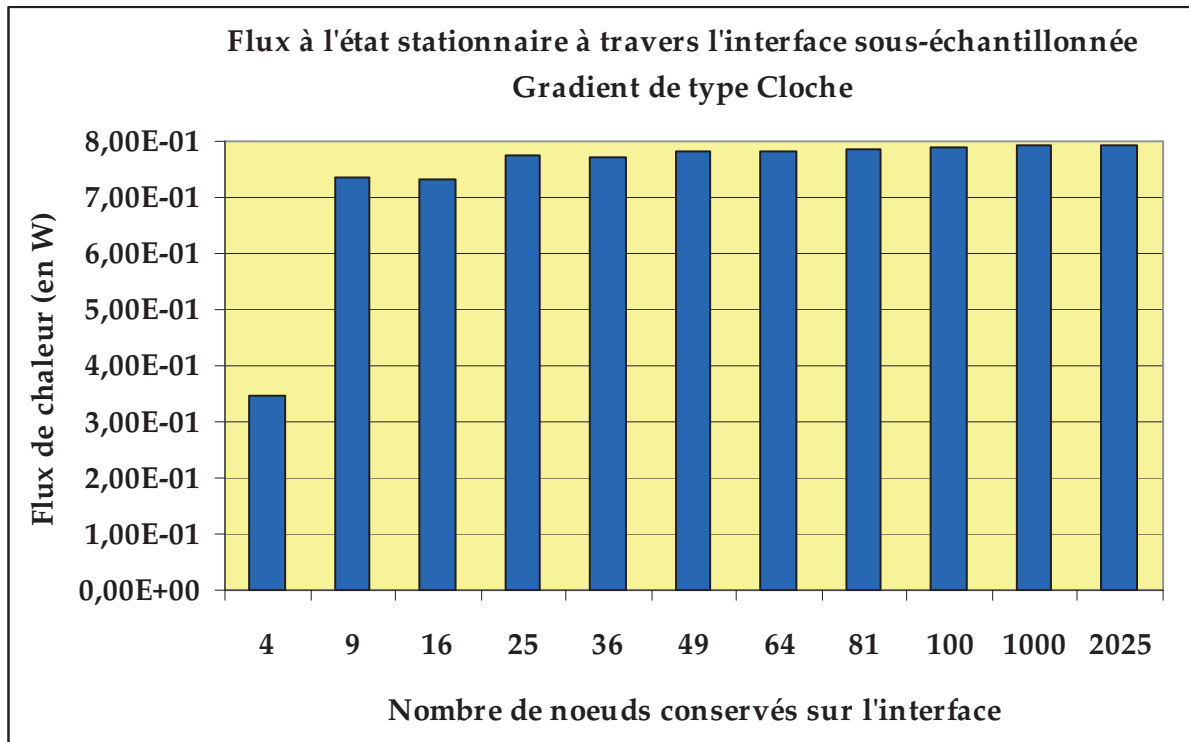


Figure 2-29 : Flux de chaleur à l'état stationnaire à travers l'interface sous-échantillonnée dans le cas d'un gradient thermique de type cloche

On constate que la technique de sélection retenue permet de conserver le flux même en ne conservant que très peu de nœuds à l'interface. Néanmoins, un trop grand sous-échantillonnage provoque des erreurs non-négligeables du flux de chaleur. En effet, dans ce cas, le gradient en cloche est lissé et la température moyenne de la surface est alors faussée. Néanmoins, dans ce cas assez extrême, l'erreur du flux reste inférieure à 3% jusqu'à 25 nœuds conservés sur l'interface.

IV. Réduction de modèles numériques

Le comportement thermique d'un modèle est décrit par un système d'équations différentielles (2-10) avec autant d'équations que de variables dans le modèle. Ce système d'équations permet ainsi de calculer la température en tout nœud de maillage du modèle au cours du temps.

$$C\dot{T} + GT = F \quad (2-10)$$

La méthodologie est dédiée à l'analyse thermique d'un système très tôt dans la chaîne de conception. A cette phase du processus de conception, le calcul du champ de température

sur un domaine quasi-continu n'est pas nécessaire. La troisième étape de la méthodologie Flex-CTM a permis de définir un sous-échantillonnage des interfaces (source, couplage, échange) des modèles numériques. Une technique de réduction de modèles permet alors d'obtenir un modèle simplifié (2-11) du comportement thermique du modèle entre ses nœuds externes.

$$C_r \dot{T}_r + G_r T_r = F_r \quad (2-11)$$

Le modèle obtenu est appelé modèle réduit et représente un système d'équations différentielles d'un ordre très inférieur à celui du système (2-10). Ce modèle possède un faible nombre d'inconnues et est donc plus rapidement simulable.

La technique de réduction choisie devra conserver les propriétés géométriques des ports entrées-sorties afin de pouvoir coupler les modèles réduits par leurs nœuds d'interface comme le prévoit la cinquième étape de la méthodologie (Figure 2-5).

IV.1. Etat de l'art sur les méthodes de réduction de modèles

Les techniques de réduction d'ordre de modèles (MOR) ont été développées afin de réduire le nombre d'inconnues d'un modèle tout en préservant son comportement entrées-sorties. Cette réduction permet ainsi de réduire considérablement le temps de simulation des modèles. Ces techniques sont utilisées dans de nombreux domaines comme l'électromagnétisme [CAN-99], les MEMS [OST-00] et la thermique [COD-03], [CEL-05]. Il existe un grand nombre de techniques de réduction de modèles que l'on peut classer en trois grandes familles : les méthodes de décomposition en moments, les méthodes d'élimination de nœuds et les méthodes de projection.

IV.1.a. Méthodes de décomposition en moments

Dans un premier temps, les méthodes de décomposition en moments ont été développées afin de calculer les fonctions de transfert de circuits RLC pour effectuer une analyse temporelle rapide des interconnexions entre les circuits intégrés. Considérons un système décrit par sa fonction de transfert $H(p)$ dans le domaine de Laplace, sous la forme :

$$H(s) = \frac{X(s)}{U(s)} = H_0 \frac{\prod_{k=1}^m (s - z_k)}{\prod_{j=1}^n (s - p_j)} \quad (2-12)$$

Où H_0 représente le gain statique, z_k sont les zéros (pour $k \in \{1, \dots, m\}$) et p_j (pour $j \in \{1, \dots, n\}$) sont les pôles du système.

L'idée principale de la décomposition d'une fonction de transfert en moments vient du fait que le comportement dynamique d'un système peut être décrit par les pôles prédominants du système. Ces pôles peuvent être calculés en trouvant les moments prépondérants de la variable d'état $X(s)$ en réponse à une excitation du système $U(s)$.

La méthode **AWE** (Asymptotic Waveform Evaluation) est une méthode de réduction de modèle basée sur le développement en moments d'un système dans le domaine fréquentiel [PIL-90]. Les moments m_k d'un système $H(s)$ sont obtenus en développant H en série de Taylor autour de $s=0$:

$$H(s) = \sum_{k=0}^{\infty} m_k s^k \quad (2-13)$$

Afin de conserver les moments prépondérants de ce développement en série, le but de la méthode de réduction AWE est de faire correspondre les premiers moments de $H(s)$ avec une fonction H_q d'ordre plus faible du type :

$$H_q(s) = \sum_{j=1}^q \frac{k_j}{s - p_j} \quad (2-14)$$

Où les p_j sont les pôles de la fonction H_i et les k_j leur résidus appropriés, pour $j \in \{1, \dots, q\}$. Cette équivalence entre les deux fonctions de transfert est appelée approximation de Padé.

Bien que l'on puisse avoir quelques a priori sur le nombre de moments à conserver par rapport au profil de réponse du système, la méthode AWE ne permet pas de déterminer le nombre de moments nécessaire pour assurer une bonne précision du modèle réduit à une fréquence donnée. De plus, les matrices réduites résultant de la méthode AWE sont denses, ce qui alourdit considérablement la taille du modèle réduit en termes de nombre de composants circuits et de vitesse de résolution. Par ailleurs, la méthode AWE souffre

d'instabilité numérique pour les moments d'ordre élevé. D'autres techniques de décomposition en moments permettent de s'affranchir de cette instabilité [ISM-02, LI-05]. Enfin, les méthodes de décomposition en moments ne conservent pas la géométrie des nœuds externes. Ainsi, les modèles réduits ne peuvent être couplés après réduction afin de recomposer le comportement thermique du système initial.

IV.1.b. Méthodes d'élimination de nœuds

Comme son nom l'indique, une méthode d'élimination de nœuds consiste à supprimer certains nœuds physiques du modèle afin d'homogénéiser le modèle en terme de temps de réponse entre les nœuds. De ce fait, ces méthodes ne modifient pas la base de départ du problème. Ainsi dans le cas de la réduction d'un circuit RC réel, le modèle réduit sera réalisable dans le sens où les composantes des matrices G et C seront positives et pourront être converties en composants électriques réels.

La méthode **TICER** (Time Constant Equilibration Reduction) consiste à supprimer des nœuds du modèle initial par rapport à leur constante de temps propre, afin d'équilibrer le système en constante de temps [SHE-99]. Les connexions entre les nœuds d'un modèle numérique peuvent être vues comme un circuit électrique de type étoile entre le nœud considéré et ses voisins. Considérons donc un nœud N du modèle numérique avec N branches et dont le nœud central est le nœud N et les nœuds terminaux sont étiquetés d'un identifiant de 0 à N-1 (0 représentant la masse). Une branche i est constituée d'une conductance g_{iN} et d'une capacité c_{iN} en parallèle. La Figure 2-30 illustre le circuit étoile entre le nœud N et ses voisins.

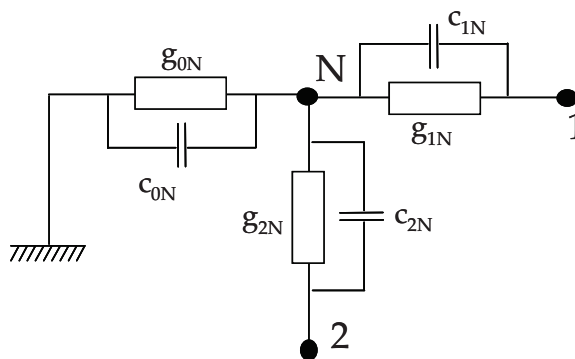


Figure 2-30 : Circuit étoile à 3 branches

La réponse du nœud N lorsqu'une source de tension est appliquée sur le nœud terminal i et que tous les autres nœuds terminaux sont reliés à la masse, est donnée par :

$$h_{iN}(t) = \frac{g_{iN}}{\gamma_N} + \left(\frac{c_{iN}}{\chi_N} - \frac{g_{iN}}{\gamma_N} \right) e^{-\frac{t}{\tau_N}} \quad (2-15)$$

Avec :

$$\gamma_N = \sum_{k=0}^{N-1} g_{kN} \quad \chi_N = \sum_{k=0}^{N-1} c_{kN} \quad \tau_N = \frac{\gamma_N}{\chi_N} \quad (2-16)$$

La réponse générale du nœud N à des signaux arbitraires sur les N-1 nœuds terminaux peut être déduite du théorème de superposition.

La méthode TICER définit ainsi une constante de temps nodale τ_N qui ne dépend pas de l'excitation des nœuds voisins. Cette constante de temps nodale sera le critère d'élimination du nœud du modèle. En effet, considérons un circuit RC que l'on veut réduire en préservant son comportement thermique dans une certaine bande de fréquences $[f_{\min}, f_{\max}]$. Tous les nœuds du modèle sont alors classés en trois catégories selon leur constante de temps nodale (Tableau 6).

Type de nœud	Propriété de la constante de temps nodale
Rapide	$\tau_N > \frac{4}{f_{\max}}$
Lent	$\tau_N < \frac{4}{f_{\min}}$
Normal	$\frac{4}{f_{\min}} \geq \tau_N \geq \frac{4}{f_{\max}}$

Tableau 6 : Classement des nœuds selon leur constante de temps nodale

Les nœuds lents et rapides sont alors supprimés du réseau sans pour autant altérer le comportement du système dans la bande de fréquence considérée.

Contrairement aux méthodes de décomposition en moments, les méthodes d'élimination de nœud déterminent exactement le nombre de nœuds à conserver par rapport à la bande de fréquence considérée. Par ailleurs, cette méthode préserve la stabilité du système après réduction et conserve la géométrie des nœuds. Néanmoins, les matrices

réduites sont toujours denses. De plus, si la bande de fréquence considérée est grande, comme c'est le cas dans le domaine de la thermique, le modèle réduit aura encore un grand nombre de nœuds.

IV.1.c. Méthodes par projection

Considérons un système dynamique décrit dans l'espace d'état par le système d'équations :

$$\Sigma \begin{cases} \dot{x}(t) = A x(t) + B u(t) \\ y(t) = C x(t) + D u(t) \end{cases} \quad (2-17)$$

Où u désigne le vecteur d'entrées, x le vecteur d'états et y le vecteur des sorties. $A \in \mathfrak{R}^{n \times n}$, $B \in \mathfrak{R}^{n \times m}$, $C \in \mathfrak{R}^{p \times n}$, $D \in \mathfrak{R}^{p \times m}$, sont les matrices d'état du système et sont supposées constantes. La fonction de transfert de ce système est donnée par :

$$G(s) = C(sI - A)^{-1} B D \quad (2-18)$$

Le but des méthodes de réduction est de trouver un système d'équation d'ordre inférieur.

$$\Sigma_r \begin{cases} \dot{x}_r(t) = A_r x_r(t) + B_r u_r(t) \\ y_r(t) = C_r x_r(t) + D_r u_r(t) \end{cases} \quad (2-19)$$

Dans le cas des méthodes de réduction par projection, les matrices A_r , B_r , C_r et D_r sont déterminées en construisant deux matrices $V \in \mathfrak{R}^{n \times r}$ et $Z \in \mathfrak{R}^{n \times r}$, avec $Z^T V = I_r$, telles que :

$$A_r = Z^T A V \quad B_r = Z^T B \quad C_r = C V \quad D_r = D \quad (2-20)$$

Il existe plusieurs méthodes de réduction de modèle par projection [GUG-03]. Premièrement, la méthode « **Balanced Truncation** » est basée sur une suppression d'états inatteignables du système. Un système est dit contrôlable si quelque soit son état initial $x(t_0)=x_0$ et quelque soit son état final x_1 , il existe une entrée $u(t)$ permettant au système d'évoluer de l'état x_0 à l'état x_1 en un temps fini. Un système est dit observable s'il est possible de calculer n'importe quel état initial $x(t_0)=x_0$ connaissant l'entrée $u(t)$ et la sortie $y(t)$ sur un intervalle de temps fini. L'idée de la réduction de modèle par la méthode « **Balanced Truncation** » est de projeter le modèle sur une base d'états où les états difficilement atteignables sont aussi difficilement observables. Dès lors, on peut obtenir un modèle réduit

en supprimant les états du système difficilement atteignables et à la fois difficilement observables [MUL-76, MOO-81, SOR-01]. La méthode de réduction « Balanced Truncation » garantit la stabilité du modèle après réduction et permet de quantifier l'erreur produite par la réduction. Néanmoins, cette méthode requiert une grande capacité mémoire car elle nécessite la recherche de tous les états du système pour savoir a posteriori lesquels vont être supprimés. De plus, la géométrie des nœuds n'est pas conservée par cette méthode de réduction. Les modèles réduits ne peuvent donc pas être couplés.

Deuxièmement, la méthode **PRIMA** (Passive Reduced-order Interconnect Macromodeling Algorithm) [ODA-98] est basée sur une projection sur la base des sous-espaces de Krylov [FRE-00]. Les espaces de Krylov permettent de construire des sous-espaces affines très pertinents pour chercher des approximations d'une solution d'un système linéaire. Cette méthode permet de réduire un système RLC non-symétrique en préservant la passivité du système. Comme la méthode AWE, la réduction du système est basée sur une approximation de Padé, c'est-à-dire faisant correspondre les premiers moments de la fonction de transfert Y avec les moments d'un système d'un ordre inférieur. Néanmoins, afin de préserver la passivité du système, les approximants de Padé ne sont pas calculés explicitement mais par projection du système dans la base des sous-espaces de Krylov. La construction de ces sous-espaces de Krylov est réalisée itérativement grâce à l'algorithme de Block Arnoldi [BOL-94], ce qui évite les problèmes d'instabilité numérique de la méthode AWE. Toutefois, la méthode PRIMA ne permet pas de déterminer l'ordre du modèle réduit pour assurer une bonne précision de ce modèle à une fréquence donnée. De plus, les matrices réduites sont denses, ce qui alourdit considérablement la taille du modèle réduit en termes de nombre de composants circuits et donc de vitesse de résolution. Enfin, cette méthode ne conserve pas la géométrie des nœuds externes. Les modèles réduits ne peuvent donc pas être couplés après réduction.

Les deux derniers paragraphes ont souligné les faiblesses des méthodes « Balanced Truncation » et PRIMA dans notre application. Une troisième méthode basée également sur une projection sur la base des sous-espaces de Krylov permet de réduire un système en préservant ses ports entrées-sorties. Cette méthode appelée **PACT** (Pole Analysis via Congruence Transformations) [KER-97, HUI-99] est basée non pas sur une approximation de Padé comme la méthode PRIMA, mais sur une méthode d'analyse de pôles. Le but de la

méthode PACT est de réduire un réseau RC symétrique en préservant les pôles du réseau entre le régime permanent (correspondant à une fréquence nulle) et une fréquence maximale définie par l'utilisateur. Reprenons le cas de l'évolution temporelle de la température d'un système (2-10) pour illustrer cette méthode. L'équation (2-10) s'écrit dans le domaine de Laplace, sous la forme :

$$(G + sC)T = F \tag{2-21}$$

Les matrices G et C sont ordonnées de manière à pouvoir isoler les blocs correspondant aux ports entrées-sorties du système (nœuds externes) des autres nœuds (nœuds internes).

$$\left(\begin{bmatrix} G_{ee} & G_{ei} \\ G_{ie} & G_{ii} \end{bmatrix} + s \begin{bmatrix} C_{ee} & C_{ei} \\ C_{ie} & C_{ii} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} T_e \\ T_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_e \\ F_i \end{bmatrix} \tag{2-22}$$

Où le bloc T_e représente le vecteur de température des nœuds externes et T_i le vecteur de température des nœuds internes. Les matrices G et C étant symétriques définies positives, on a $G_{ei} = G_{ie}^T$ et $C_{ei} = C_{ie}^T$. Les matrices G_{ee} , G_{ii} , C_{ee} et C_{ii} sont aussi symétriques définies positives. Par ailleurs, F_e désigne de vecteur des sources d'excitation des ports entrées sorties et F_i celui des nœuds internes. Aucune source n'étant appliquée sur les nœuds internes, on a donc $F_i = 0$. Les matrices issues de l'étape de sélection de nœuds sont creuses. La Figure 2-31 représente la densité des matrices à cette étape :

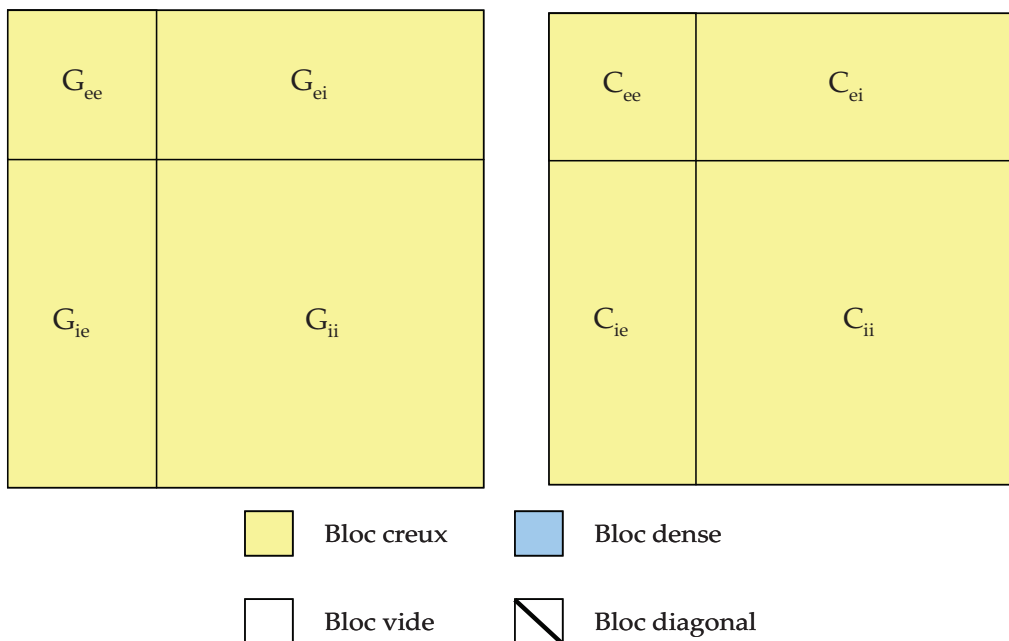


Figure 2-31 : Densité des matrices après l'étape de sélection des nœuds

La particularité de la méthode PACT est qu'elle réduit uniquement le réseau interne et donc préserve la géométrie des nœuds externes (Figure 2-32).

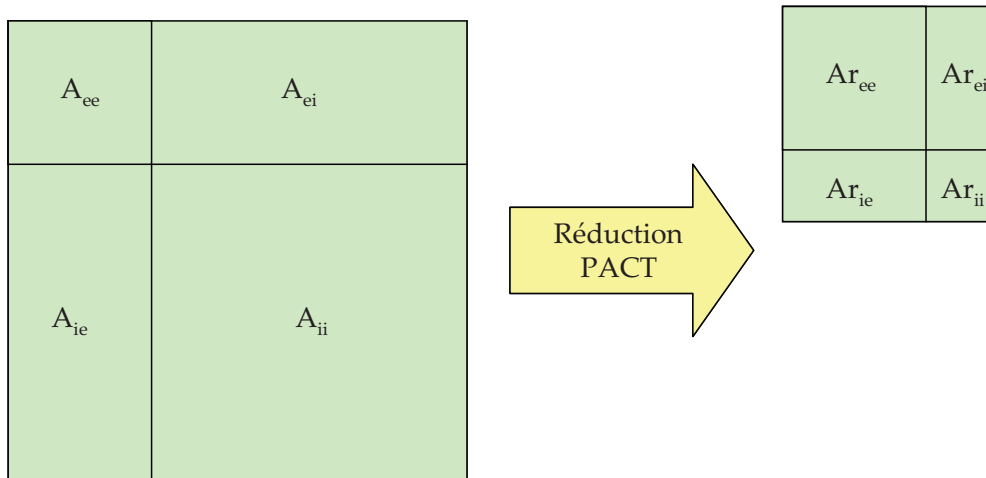


Figure 2-32 : Réduction du bloc interne

Pour se faire, une fonction de transfert $Y(s)$ du bloc externe du système est définie par :

$$Y(s)T_e = F_e \quad (2-23)$$

En utilisant le système matriciel (2-22), et en éliminant T_i , il vient :

$$Y(s) = G_{ee} + sC_{ee} - (G_{ie} + sC_{ie})^T (G_{ii} + sC_{ii})^{-1} (G_{ie} + sC_{ie}) \quad (2-24)$$

Les pôles de la fonction de transfert $Y(s)$ correspondent donc aux fréquences rendant la matrice $(G_{ii} + sC_{ii})$ singulière. Les pôles de $Y(s)$ sont égaux à $-\lambda^{-1}$ où λ représente les valeurs propres de la matrice $(G_{ii} + sC_{ii})$:

$$\det(C_{ii} - \lambda G_{ii}) = 0 \quad (2-25)$$

La réduction du bloc interne du système est effectuée en supprimant les pôles de la fonction de transfert $Y(s)$ en utilisant deux transformations par congruence. La transformation par congruence d'une matrice A est une projection $B = X^T A X$ où X représente la matrice de projection. Cette transformation ne modifie pas les valeurs propres du système (les valeurs propres de B sont égales aux valeurs propres de A), les propriétés de symétrie et de définition sont également conservées. Enfin, la transformation par congruence d'un système passif préserve la passivité du système et donc la stabilité.

Une première transformation de congruence est appliquée au système afin d'éliminer les composantes de la matrice G_{ie} et de transformer la matrice G_{ii} en la matrice identité. De cette manière, les pôles de $Y(s)$ sont isolés et calculés par une décomposition en valeurs propres de C_{ii} . La suppression de pôles n'affecte donc pas le comportement en basses fréquences du réseau (régime établi). La densité des matrices, après cette première transformation de congruence est représentée par la Figure 2-33 :

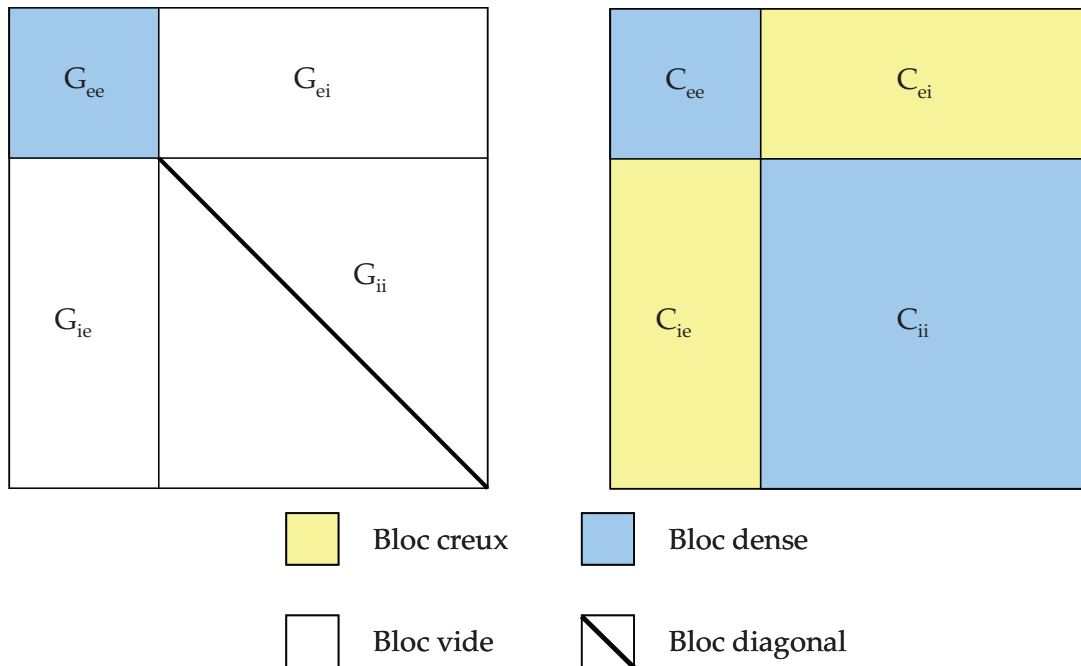


Figure 2-33 : Densité des matrices après l'étape la première transformation de congruence

Une seconde transformation de congruence, basée sur une décomposition de la matrice C'_{ii} (transformation par congruence de C_{ii}) en valeurs propres, permet d'isoler les pôles. En effet, cette diagonalisation de la matrice C'_{ii} permet d'associer chaque pôle à un nœud interne et donc de supprimer le pôle en supprimant le nœud correspondant. Les matrices G'' et C'' résultant des deux transformations de congruence définissent ainsi une nouvelle fonction de transfert du système :

$$Y(s) = G''_{ee} + sC''_{ee} - s^2 \sum_{k=1}^n \frac{\mathbf{r}_k^T \mathbf{r}_k}{1 + s\lambda_k} \quad (2-26)$$

Où λ_k est la $k^{\text{ème}}$ valeur propre du système et \mathbf{r}_k son vecteur propre associé. Une valeur propre critique λ_c est ensuite définie et les valeurs propres λ_k , telles que $\lambda_k < \lambda_c$ sont supprimées. Les pôles non-désirés sont éliminés en supprimant les lignes et les colonnes

correspondantes des matrices G'' et C'' . Après élimination des pôles, la densité des matrices réduites est illustrée par la :

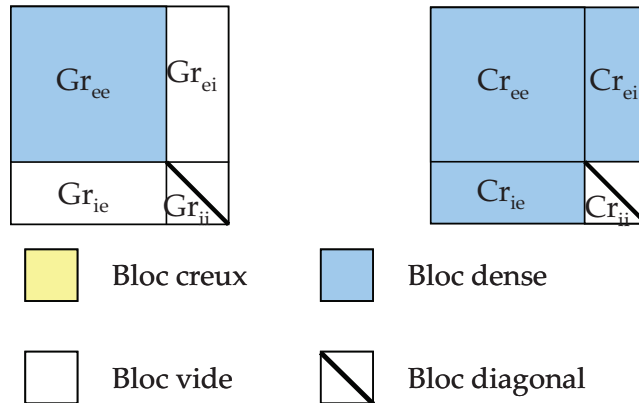


Figure 2-34 : Densité des matrices après élimination des pôles

K. J. Kerns [KER-97] montre que l'erreur relative maximale ε entre chaque terme de l'admittance $Y(s)$ et l'admittance tronquée $\tilde{Y}(s)$, sur la bande de fréquence $[0, 2\pi\omega_c]$, est majorée par une erreur critique ε_c , telle que :

$$\varepsilon_c = \omega_c \lambda_c + \omega_c^3 \lambda_c^3 \quad (2-27)$$

L'erreur critique ε_c et la fréquence maximale de conservation des pôles ω_c sont des paramètres définis par l'utilisateur. En fixant ces paramètres, il peut donc en déduire la valeur propre critique λ_c afin de supprimer les valeurs propres du système inférieures à λ_c . Afin d'économiser le coût de calcul de la décomposition en valeurs propres de la matrice C''_{ii} , les lignes et les colonnes correspondantes aux valeurs propres non désirées sont éliminées au fur et à mesure de la décomposition en supprimant les vecteurs propres associés. Cette décomposition itérative est effectuée grâce à un algorithme de Lanczos [LAN-50].

La méthode PACT garantit la stabilité du système car les transformations de congruence conservent la passivité de celui-ci. De plus, la méthode supprime uniquement les nœuds internes du réseau. La géométrie des nœuds externes est donc conservée. Par ailleurs, la décomposition en valeurs propres par l'utilisation d'un algorithme de Lanczos diminue le coût de calcul de la décomposition et donc la capacité mémoire nécessaire à la réduction. Enfin, les matrices réduites G_r et C_r sont denses dans le bloc des nœuds externes mais creuses dans le bloc des nœuds internes préservés. Néanmoins, cette méthode requiert la définition d'une fréquence de réduction du modèle à déterminer a priori.

IV.2. Comparaison des méthodes de réduction

Nous avons présenté dans le paragraphe précédent, les principales méthodes de réduction de modèles. Toutes ces méthodes ont des caractéristiques différentes et sont adaptés à des problèmes différents. Dans notre cas d'étude, nous avons comparé ces méthodes selon les critères suivants :

Méthode de réduction	AWE	Sheehan	Balanced Truncation	PRIMA	PACT
Type de matrices d'entrée	Symétrique	Symétrique	Symétrique	Non-symétrique	Symétrique
Densité des matrices de sortie	Dense	Dense	Dense	Dense	Creuse
Critère de réduction	Nombre de moments	Bande de fréquence	Valeurs singulières	Nombre de moments	Fréquence de réduction
Stabilité	Non	Oui	Oui	Oui	Oui
Conservation de la géométrie des ports entrées-sorties	Non	Oui	Non	Non	Oui
Contrôle de la précision	Aucun	Bande de fréquence	Norme de Hankel	Aucun	Erreur maximale sur la bande de fréquence

Tableau 7 : Comparaison des méthodes de réduction

Afin de pouvoir modéliser le comportement thermique du système initial, les modèles réduits sont couplés via leurs nœuds d'interface respectifs. Ainsi, la méthode de réduction choisie doit préserver la géométrie des ports entrées-sorties. Seules les méthodes de Sheehan et PACT satisfont à cette caractéristique.

Toutefois, la méthode PACT est plus appropriée pour un domaine où le phénomène s'étend dans une large gamme de fréquence comme c'est le cas pour la dissipation thermique. Par ailleurs, les matrices résultant de cette méthode sont creuses. La résolution temporelle du système est donc plus rapide. De plus, la transformation des matrices réduites en composants circuits nécessite moins de composants R et C. Enfin, la méthode PACT

permet de quantifier l'erreur maximale due à la réduction sur la bande de fréquence. Nous avons donc retenu cette méthode afin de réduire les modèles sous-échantillonnés, issus de la troisième étape de la méthodologie Flex-CTM.

IV.3. Evaluation de la méthode PACT

IV.3.a. Réglage des paramètres de réduction

La méthode PACT nécessite la définition d'une fréquence de réduction et d'une erreur maximale de réduction a priori. Dans notre application, l'erreur maximale de réduction est fixée à 5%. La fréquence de réduction représente la fréquence maximale de conservation des pôles d'un système. La fréquence de réduction traduit aussi la précision du modèle en hautes fréquences et donc les interactions proches entre les nœuds du système. Ainsi, nous avons défini une distance caractéristique du système, représentant les plus proches interactions à préserver. La distance caractéristique l_c a été choisie comme la plus petite arête d'un modèle. Par exemple, dans le cas d'un die, la distance caractéristique est la plus petite taille des sources (Figure 2-35-a). En effet, l'analyse thermique de composants au niveau de modélisation architectural vise à évaluer la température moyenne de chaque bloc source du die. Cette température étant une température moyenne (donc surfacique), il faut donc assurer une précision dans le domaine fréquentiel correspondant à la plus petite taille des sources. Dans le cas d'un modèle sans sources dissipatrices, l_c est choisie comme la plus petite arête des frontières du volume (Figure 2-35-b).

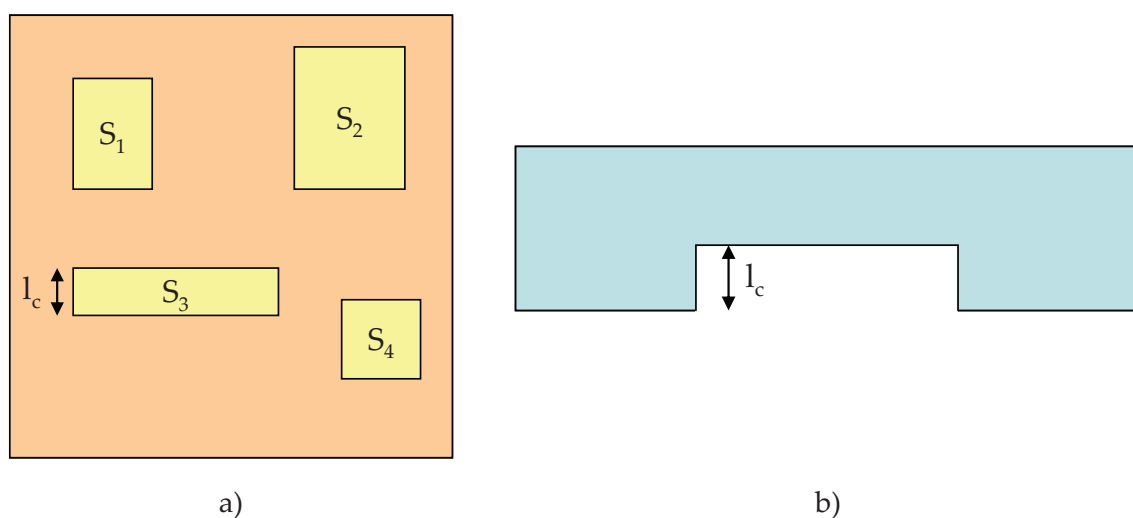


Figure 2-35 : Définition de la distance caractéristique l_c

Le calcul de la fréquence de réduction est ainsi basé sur l'évaluation du temps de propagation thermique τ dans une cellule cubique de côté l_c , de même matériau que le modèle à réduire. La cellule est caractérisée par ses dimensions et ses propriétés physiques (k, ρ, C_p). La constante de temps de la cellule s'écrit alors :

$$\tau = \frac{l_c}{k l_c^2} \times \rho C_p l_c^3 = \frac{\rho C_p}{k} l_c^2 \quad (2-28)$$

La fréquence de réduction F_c est définie par :

$$F_c = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{k}{2\pi\rho C_p l_c^2} \quad (2-29)$$

Dans le cas de matériaux anisotropes, les propriétés physiques du matériau sont différentes dans les trois directions de l'espace. Ainsi, dans ce cas, on définit une distance caractéristique dans chaque direction de la même manière. Les fréquences de réduction sont calculées pour chaque direction de l'espace. Puis, on choisit la plus grande parmi ces trois fréquences comme fréquence de réduction afin de garantir la préservation des pôles correspondants à la plus petite constante de temps dans les trois directions.

IV.3.b. Evaluation par simulation

Afin de valider la réduction de modèle par la méthode PACT, le modèle de die multi sources (Figure 2-10) a été réutilisé. Un modèle éléments finis du die (64000 nœuds) a été construit puis extrait. Le modèle a ensuite été simulé en dissipant une puissance totale de 1W sur la source S_3 et des coefficients d'échange sur les différentes surfaces décrits dans le Tableau 5 ont été appliqués. Cette simulation constitue une référence afin d'évaluer les performances de la réduction.

Dans un deuxième temps, le modèle extrait est réduit par la méthode PACT. La fréquence de réduction correspondant à ce modèle vaut environ 24Hz selon la méthode de calcul présentée précédemment. Par ailleurs, l'erreur maximale de réduction est fixée à 5%. Afin de ne pas influencer l'erreur commise par la réduction, le modèle original n'est pas sous-échantillonné. Les modèles originaux et réduits ont donc chacun 36 nœuds externes. Plusieurs fréquences de réduction ont été appliquées à la méthode PACT afin de mettre en évidence une meilleure précision en hautes fréquences d'un modèle réduit avec une haute

fréquence de réduction. La Figure 2-36 représente l'évolution du nombre de nœuds du modèle réduit en fonction de la fréquence de réduction :

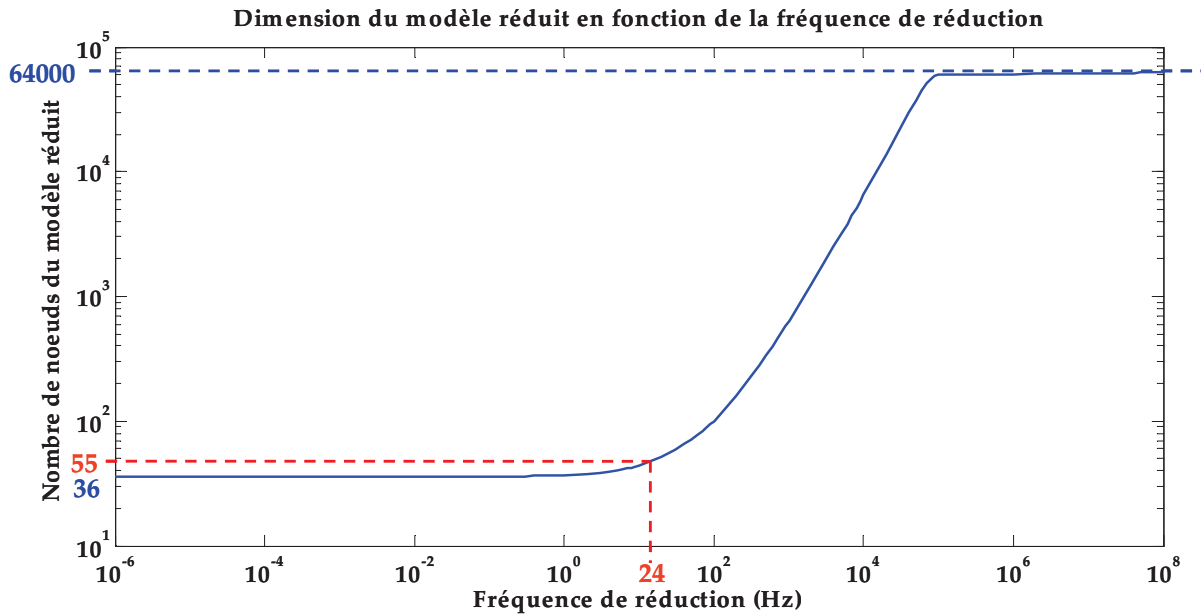


Figure 2-36 : Dimension du modèle réduit en fonction de la fréquence de réduction

On peut remarquer que pour une fréquence nulle, aucun pôle n'est conservé, la dimension du modèle réduit est alors égale au nombre de nœuds externes du modèle. Par ailleurs, pour une fréquence de réduction tendant vers l'infini, on retrouve une dimension du modèle réduit égale au nombre de nœuds du modèle initial.

La Figure 2-37 représente les simulations du modèle original et des modèles réduits pour différentes fréquences de réduction :

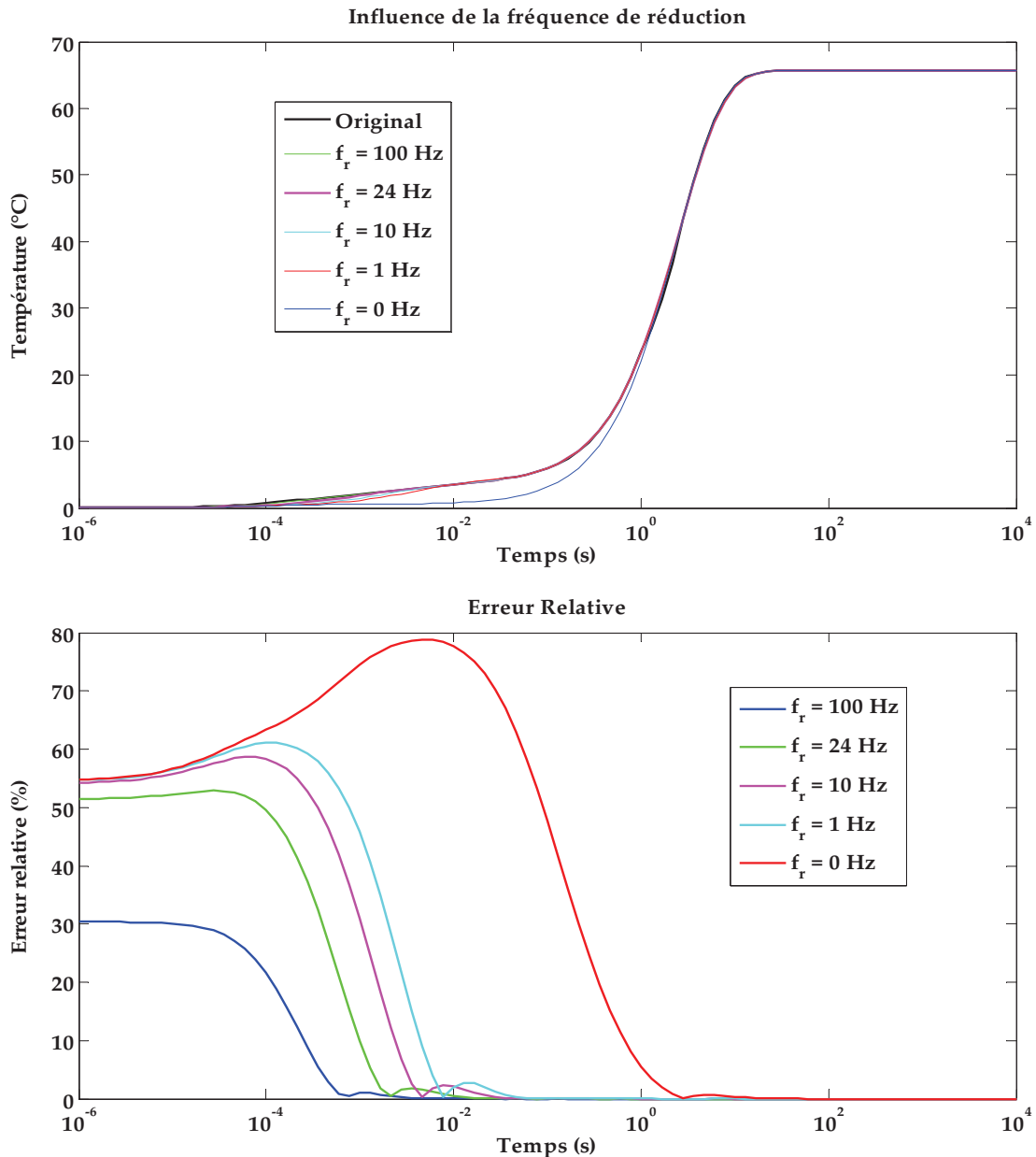


Figure 2-37 : Influence de la fréquence de réduction

Le modèle réduit à 0Hz ne conserve aucun pôle de la fonction de transfert et n'assure donc une erreur maximale de réduction de 5% qu'à l'état stationnaire. On remarque bien la précision en hautes fréquences des modèles réduits à une plus haute fréquence de réduction.

Les modèles original et réduits ont ensuite été simulés dans le domaine fréquentiel en appliquant une source de puissance sur un nœud puis en mesurant l'amplitude de la fonction de transfert des deux modèles :

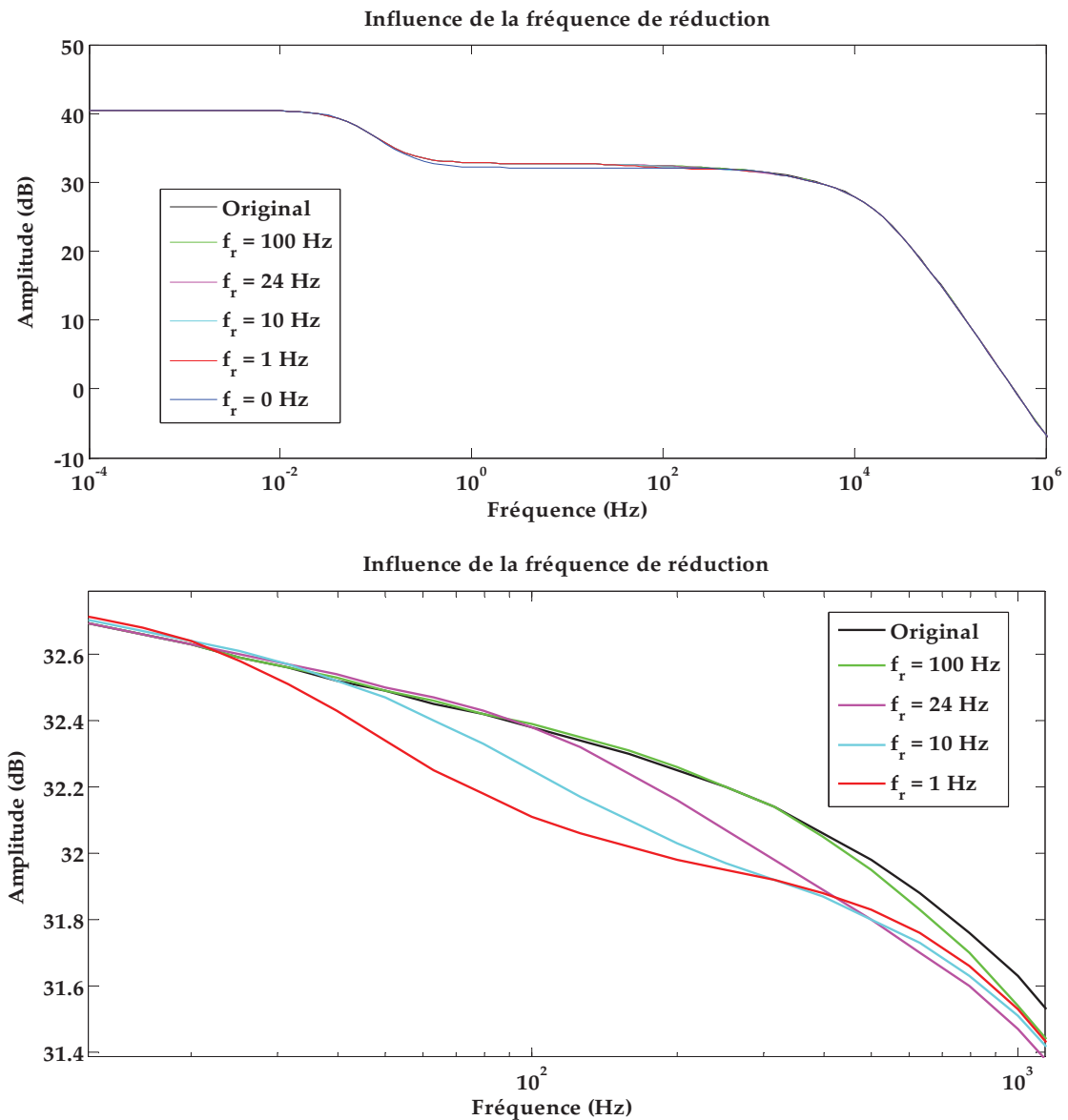


Figure 2-38 : Simulation des modèles dans le domaine fréquentiel

Les courbes de simulation dans le domaine fréquentiel montrent bien une précision des modèles dans une bande de fréquence de plus en plus grande selon la fréquence de réduction du modèle réduit. Ces modèles ont les profils d'un filtre passe bas.

V. Couplage de modèles réduits

Les micromodèles résultants de l'étape de réduction sont indépendants des conditions aux limites et isolés de l'extérieur. Le système d'équations (2-30) traduit le comportement thermique de deux modèles indépendants.

$$\begin{bmatrix} C_a & 0 \\ 0 & C_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{T}_a \\ \dot{T}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_a & 0 \\ 0 & G_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \end{bmatrix} \quad (2-30)$$

Le but de la cinquième étape de la méthodologie Flex-CTM est de coupler les micromodèles entre eux afin de construire un modèle du système complet. Le couplage de ces modèles se traduit par l'apparition de termes croisés dans le système (2-30) :

$$\begin{bmatrix} C_{aa} & C_{ab} \\ C_{ba} & C_{bb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{T}_a \\ \dot{T}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{aa} & G_{ab} \\ G_{ba} & G_{bb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a \\ T_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \end{bmatrix} \quad (2-31)$$

Premièrement, un graphe de couplage est construit afin de spécifier les micromodèles en contact et leurs interfaces respectives à coupler avec chaque micromodèle. Prenons pour exemple le cas de cubes imbriqués (Figure 2-39) pour illustrer le graphe de couplage.

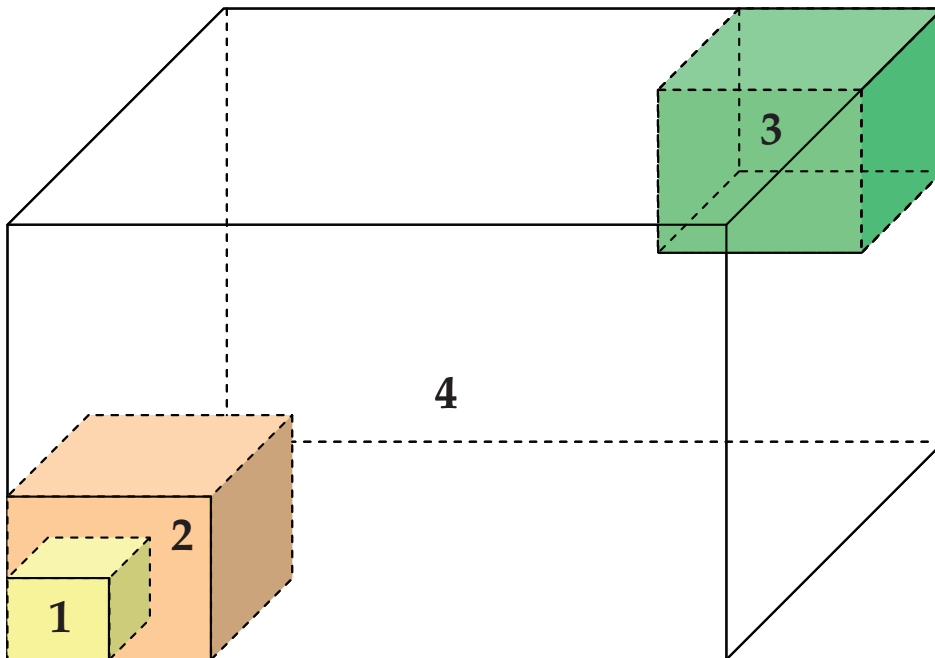


Figure 2-39 : Cubes imbriqués

La Figure 2-40 décrit les interfaces de couplage des micromodèles. Notons que les micromodèles peuvent avoir des interfaces d'échange et des interfaces sources qui ne seraient pas représentées dans cette figure.

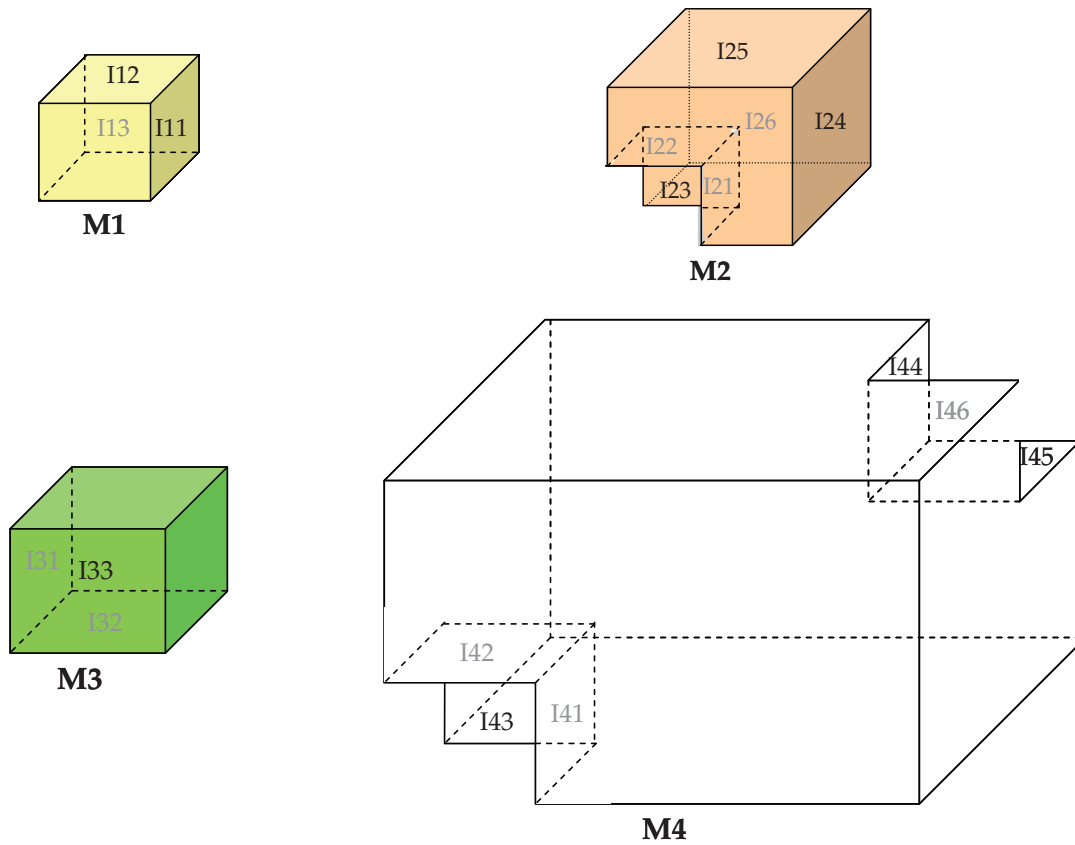


Figure 2-40 : Interfaces de couplage des micromodèles

La Figure 2-41 représente alors le graphe de couplage du système :

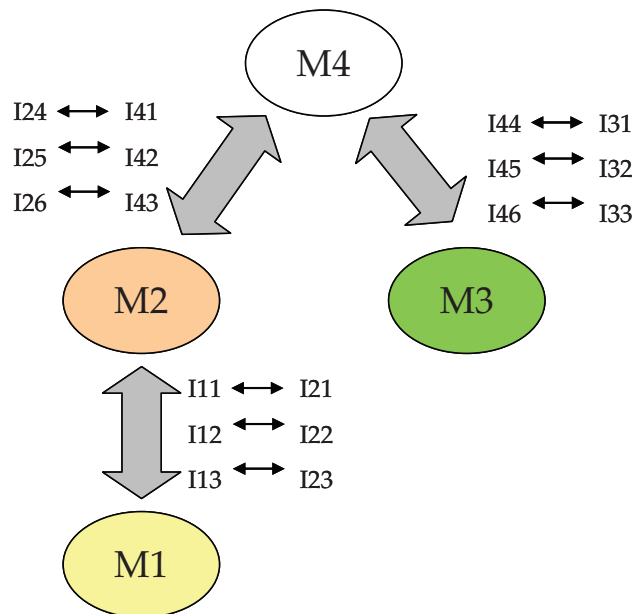


Figure 2-41 : Graphe de couplage des cubes imbriqués

Les micromodèles sont couplés par leurs nœuds d'interfaces de couplage respectifs. Les nœuds des interfaces à coupler peuvent avoir des répartitions géométriques différentes. Les modèles ne peuvent donc pas être couplés en reliant leurs nœuds d'interfaces un par un. Une technique de couplage est alors nécessaire afin de connecter les micromodèles.

V.1. Etat de l'art sur les méthodes de couplage

La problématique du couplage de modèles revient à réaliser un lien géométrique entre deux maillages surfaciques non-coïncidents. Plusieurs méthodes permettent de réaliser ce lien et sont basées sur des contraintes de continuité de la température (de la forme $T_1 = X T_2$) ou du flux de chaleur (de la forme $\varphi_1 = Y \varphi_2$) à l'interface des modèles. T_1 (respectivement φ_1) et T_2 (respectivement φ_2) représentent les vecteurs des températures (respectivement des flux) des nœuds d'interface des modèles 1 et 2. X et Y représentent des matrices de couplage entre ces deux modèles.

Premièrement, les méthodes UT (Uniform Temperature) et UHF (Uniform Heat Flux) [GUO-06] permettent de connecter deux modèles thermiques par construction de deux matrices de couplage W_T et W_I reliant respectivement les températures et les flux des nœuds d'interface des deux modèles thermiques. La méthode UT repose sur une hypothèse de température uniforme des ports thermiques. Cette hypothèse impose donc une condition d'égalité de température entre tous les nœuds connectés au même nœud d'interface de l'autre modèle. Néanmoins, le couplage par la méthode UT provoque de grosses erreurs s'il existe un fort gradient à l'interface du deuxième modèle. La méthode UHF basée sur le couplage des flux permet de diminuer cette erreur. Suivant cette méthode, chaque nœud d'interface du modèle 2 est relié au nœud d'interface plus proche voisin du modèle 1 par une source de courant, dont l'amplitude dépend des surfaces équivalentes des deux nœuds connectés. Cette méthode est bien appropriée pour l'étude thermique de systèmes à l'état stationnaire. Toutefois, à l'état transitoire, il est plus difficile d'exprimer explicitement une équation d'attachement entre les modèles afin de résoudre le système en différentes étapes. De plus, le modèle couplé résultant de ces deux méthodes est défini par une matrice de conduction G ayant un bloc carré dense. La taille de ce bloc est égale au nombre de nœuds d'interface du modèle 1 pour la méthode UT et égale au nombre de nœuds d'interface du

modèle 2 pour la méthode UHF. Ainsi, si le nombre de nœuds d'interface est important, le bloc dense ralentit considérablement la résolution du modèle couplé.

Par ailleurs, les méthodes de couplage MORTAR [RAP-00, BUF-01, DUR-06] et Arlequin [RAT-03, BEN-05] permettent également de coupler deux modèles avec des maillages surfaciques non-coïncidents. Le but de ces méthodes est de créer une relation entre les vecteurs de températures des nœuds d'interface des deux modèles par une relation d'interpolation entre ces nœuds. Chaque nœud d'une interface est projeté dans la base de maillage de la seconde. La contrainte de continuité est ensuite construite par interpolation entre les nœuds de maillage de la seconde interface voisins du nœud de la première interface. Le modèle couplé est ensuite projeté sur la base initiale des nœuds de la première interface. La même opération est ensuite effectuée pour la seconde interface. Bien que ces méthodes de couplage soient efficaces, elles résultent sur un modèle non-symétrique. Ce type de modèle est incohérent avec l'analogie thermoélectrique en circuits de type RC.

V.2. La méthode des multiplicateurs de Lagrange

Afin de créer un couplage efficace entre les modèles, le processus doit assurer la préservation du flux total du système en assurant la transmission du flux de chaleur à travers l'interface couplée et la continuité de la température aux interfaces des modèles. La préservation du flux total permet de garantir que le processus de couplage ne crée aucun échange de flux du modèle avec l'extérieur. Ainsi, la préservation du flux total se traduit par une minimisation de l'énergie globale du système. La problématique du couplage de modèle revient donc à un problème de minimisation sous contraintes, appelé aussi problème des extrema liés. La méthode des multiplicateurs de Lagrange [STR-86] permet de trouver les points stationnaires d'une fonction sous contraintes en transformant le problème initial en un problème de minimisation sans contrainte. Cette méthode mathématique est utilisée dans de nombreux domaines de la physique comme l'électromagnétisme [MAR-91] ou la mécanique [GAV-09].

V.2.a. Mise en équation

Le comportement thermique d'un système en régime stationnaire sur un domaine Ω est donné par l'équation :

$$G.T - F = 0 \quad (2-32)$$

Où G représente la matrice de conduction du système, T le vecteur de température et F le vecteur de charge.

Le principe variationnel décrit une quantité scalaire E , définie par la forme intégrale

$$E = \int_{\Omega} G.T - F \quad (2-33)$$

La quantité E est appelée fonctionnelle d'énergie et représente l'énergie globale du système. La solution du problème thermique (2-32) est un vecteur de température T correspondant à un point stationnaire de la fonctionnelle E .

$$\frac{\partial E}{\partial T} = G.T - F = 0 \quad (2-34)$$

La recherche des points stationnaires de la fonctionnelle E traduit la minimisation de l'énergie globale du système et donc la préservation du flux total. Afin d'assurer le couplage entre les deux modèles, une condition de continuité de la température à l'interface des modèles est ajoutée au problème de minimisation de la fonctionnelle. Considérons le couplage entre deux modèles décrit par la Figure 2-42.

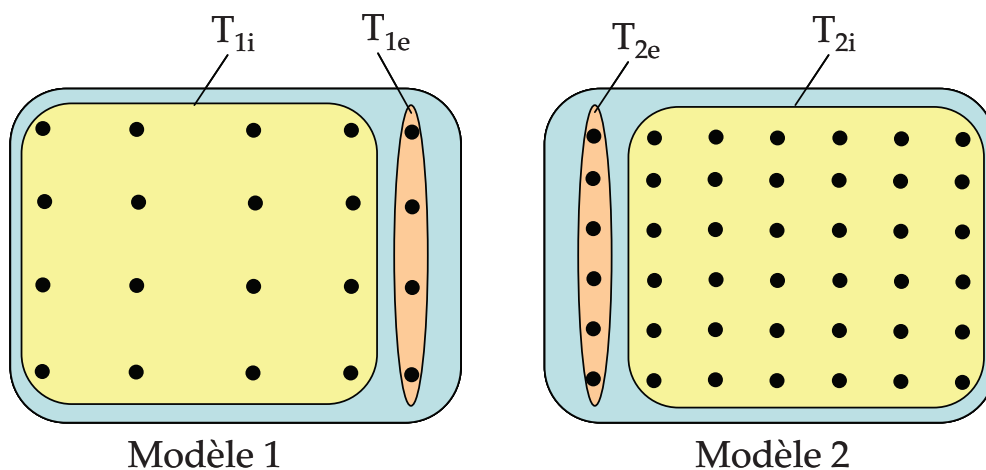


Figure 2-42 : Couplage entre deux modèles

Les indices e correspondent aux nœuds externes et les indices i correspondent aux nœuds internes des modèles. La structure des nœuds des modèles est modifiée afin d'isoler les nœuds externes du second modèle.

$$\begin{aligned} T_1 &= T_{1e} \cup T_{1i} \cup T_{2i} \\ T_2 &= T_{2e} \end{aligned} \quad (2-35)$$

La contrainte de continuité de la température à l'interface des modèles se traduit par la construction d'une matrice de couplage X entre les nœuds d'interface des deux modèles. La matrice X est complétée par des zéros afin de pouvoir l'écrire sous la forme :

$$T_2 = X T_1 \quad (2-36)$$

Soit T le vecteur de température défini par :

$$T = \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \end{bmatrix} \quad (2-37)$$

La contrainte (2-36) s'écrit alors sous la forme :

$$[X \quad -I]T = 0 \quad (2-38)$$

Où I représente la matrice identité d'une dimension égale au nombre de nœuds externes du modèle 2. Cette contrainte est ajoutée à la fonctionnelle d'énergie E, pondérée par un coefficient λ et forme une fonction L appelée Lagrangien. Le coefficient λ est un multiplicateur de Lagrange et est une variable d'état du système, tout comme le vecteur de température T.

$$L(T, \lambda) = E + \lambda [X \quad -I]T \quad (2-39)$$

La recherche des points stationnaires du Lagrangien L conduit donc au système d'équations :

$$dL = \begin{bmatrix} \frac{\partial L}{\partial T} \\ \frac{\partial L}{\partial \lambda} \end{bmatrix} = 0 \quad (2-40)$$

Le système (2-40) se réécrit par le système matriciel suivant :

$$\begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & X^T \\ G_{21} & G_{22} & -I \\ X & -I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-41)$$

Ce système traduit la résolution de l'équation de la chaleur en régime stationnaire (2-32) grâce aux deux premières lignes et la contrainte de continuité de la température aux interfaces des modèles par la troisième ligne.

Il n'existe pas de fonctionnelle d'énergie dans le cas de l'équation de la chaleur en régime transitoire. Cependant, le même système matriciel peut être construit pour résoudre l'équation de la chaleur et assurer la continuité de la température à l'interface des modèles. Ainsi, le système matriciel à résoudre en régime transitoire peut être mis sous la forme :

$$\begin{array}{l} (1) \\ (2) \\ (3) \\ (4) \end{array} \begin{bmatrix} C_{11} & C_{12} & X^T & 0 \\ C_{21} & C_{22} & -I & 0 \\ X & -I & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{T}_1 \\ \dot{T}_2 \\ \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & 0 & X^T \\ G_{21} & G_{22} & 0 & -I \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ X & -I & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \lambda_1 \\ \lambda_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2-42)$$

Afin de conserver moins de nœuds dans le modèle couplé, le modèle 2 est choisi comme étant celui ayant le moins de nœuds d'interface. Pour résoudre le système matriciel (2-42), les inconnues T_2 , λ_1 et λ_2 sont substituées par T_1 . Premièrement, en écrivant l'équation (2-43), on élimine les inconnues λ_1 et λ_2 .

$$(1) + X^T.(2) \quad (2-43)$$

Puis, on exprime les inconnues \dot{T}_2 et T_2 en fonction de \dot{T}_1 et T_1 grâce aux équations (3) et (4). On obtient ainsi un système matriciel de la forme :

$$C'_1 \dot{T}_1 + G'_1 T_1 = F'_1 \quad (2-44)$$

Avec :

$$\begin{aligned} C'_1 &= C_{11} + C_{12} X + X^T C_{21} + X^T C_{22} X \\ G'_1 &= G_{11} + G_{12} X + X^T G_{21} + X^T G_{22} X \\ F'_1 &= F_1 + X^T F_2 \end{aligned} \quad (2-45)$$

On peut remarquer que l'équation (2-44) traduit l'évolution temporelle de la température d'un système. Les matrices G'_1 et C'_1 sont les matrices de conduction et de

diffusion du modèle couplé. Le modèle couplé est donc composé de l'ensemble des nœuds internes des modèles 1 et 2 et des nœuds d'interface du modèle 1. Ce modèle est alors appelé Flex-CTM pour « Flexible Compact Thermal Model ». Les modèles sont couplés deux par deux. Ainsi, un Flex-CTM représentant un couplage de deux modèles peut être encore couplé avec un troisième modèle ou un autre Flex-CTM. Les modèles peuvent être couplés dans n'importe quel ordre.

Par ailleurs, la méthode des multiplicateurs de Lagrange est utilisée pour substituer l'interface sous-échantillonnée à l'interface originale dans l'étape de sélection des nœuds. L'interface sous-échantillonnée n'a aucune consistance. Cette opération de substitution n'est donc qu'un cas particulier de la méthode. En effet, dans ce cas le modèle 1 n'a aucun nœud interne et les matrices G_1 et C_1 sont des matrices nulles.

V.2.b. Sens physique des multiplicateurs de Lagrange

Les multiplicateurs de Lagrange ne sont pas seulement des pondérations pour prendre en compte des contraintes lors de la minimisation d'une fonctionnelle. Ils ont aussi un sens physique. Afin d'identifier ces variables, écrivons l'équation de la chaleur au régime stationnaire de deux modèles couplés par une interface en commun Γ , sur un domaine Ω :

$$\text{div}(-k \overrightarrow{\text{grad}} T) = 0 \quad (2-46)$$

Décomposons l'interface Γ en une interface Γ_1 correspondant à l'interface de couplage du modèle 1 et Γ_2 , l'interface de couplage du modèle 2. On a donc $T=T_1$ sur Γ_1 et $T=T_2$ sur Γ_2 . Le Lagrangien de cette équation sous les contraintes (2-36) s'écrit alors :

$$L = \int_{\Omega} \text{div}(-k \overrightarrow{\text{grad}} T) d\Omega + \int_{\Gamma} \lambda (T_2 - X T_1) d\Gamma \quad (2-47)$$

Ce Lagrangien peut aussi s'écrire avec la formulation variationnelle [COU-81] et s'exprime alors :

$$L = -\frac{1}{2} \int_{\Omega} A \cdot \overrightarrow{\text{grad}} T d\Omega + \int_{\Gamma} \lambda (T_2 - X T_1) d\Gamma \quad (2-48)$$

Où Γ représente l'interface en commun des modèles couplés et A est donné par :

$$A = k \overrightarrow{\text{grad}} T \quad (2-49)$$

La recherche des points singuliers du Lagrangien L , annulant la différentielle de L , conduit à l'équation suivante :

$$dL = - \int_{\Omega} \overrightarrow{A \cdot \text{grad}}(\delta T) d\Omega + \int_{\Gamma} \lambda (\delta T_2 - X \delta T_1) d\Gamma + \int_{\Gamma} \delta \lambda (T_2 - X T_1) d\Gamma = 0 \quad (2-50)$$

Où $\delta T = \delta T_1$ sur Γ_1 et $\delta T = \delta T_2$ sur Γ_2 . On décompose l'intégrale volumique de l'équation précédente en utilisant la formule de Green. On obtient ainsi la relation suivante :

$$\int_{\Omega} \overrightarrow{A \cdot \text{grad}}(\delta T) d\Omega = \int_{\Omega} \delta T \text{div}(A) d\Omega + \int_{\Gamma} \delta T k \overrightarrow{\text{grad}} T \cdot \vec{n} d\Gamma \quad (2-51)$$

De plus, on peut décomposer le multiplicateur de Lagrange λ sur les interfaces des modèles couplés. On écrit donc :

$$\lambda = \lambda_i \text{ sur } \Gamma_i \text{ pour } i \in \{1,2\} \quad (2-52)$$

Où λ_i est le multiplicateur de Lagrange sur l'interface Γ_i , ($i=\{1,2\}$). L'équation (2-50) peut donc se réécrire sous la forme :

$$\begin{aligned} dL = & - \int_{\Omega} \delta T \text{div}(A) d\Omega - \int_{\Gamma_2} \delta T_2 \left(k \overrightarrow{\text{grad}} T_2 \cdot \vec{n} \right) d\Gamma_2 - \int_{\Gamma_1} X \delta T_1 \left(k \overrightarrow{\text{grad}} T_1 \cdot \vec{n} \right) d\Gamma_1 + \dots \\ & \dots + \int_{\Gamma_2} \lambda_2 \delta T_2 d\Gamma_2 - \int_{\Gamma_1} \lambda_1 X \delta T_1 d\Gamma_1 + \int_{\Gamma} \delta \lambda (T_2 - X T_1) = 0 \end{aligned} \quad (2-53)$$

En regroupant les termes ayant les mêmes domaines d'intégration, il vient :

$$\begin{aligned} dL = & - \int_{\Omega} \delta T \text{div}(A) d\Omega - \int_{\Gamma_2} \delta T_2 \left(k \overrightarrow{\text{grad}} T_2 \cdot \vec{n} - \lambda_2 \right) d\Gamma_2 + \dots \\ & \dots - \int_{\Gamma_1} X \delta T_1 \left(k \overrightarrow{\text{grad}} T_1 \cdot \vec{n} + \lambda_1 \right) d\Gamma_1 + \int_{\Gamma} \delta \lambda (T_2 - X T_1) = 0 \end{aligned} \quad (2-54)$$

La différentielle du Lagrangien dL est nulle si et seulement si les quatre intégrales sont nulles et donc si et seulement si les quatre termes à intégrer sont nuls. On obtient donc quatre relations :

$$\begin{aligned} \text{div} \left(k \overrightarrow{\text{grad}} T \right) &= 0 \\ \lambda_2 &= k \overrightarrow{\text{grad}} T_2 \cdot \vec{n} \\ \lambda_1 &= -k \overrightarrow{\text{grad}} T_1 \cdot \vec{n} \\ T_2 &= X T_1 \end{aligned} \quad (2-55)$$

La première équation résout l'équation de la chaleur en régime stationnaire. La dernière équation assure la continuité de la température aux interfaces des modèles. Les

deux autres équations montrent que le multiplicateur de Lagrange représente le flux de conduction entre les deux modèles.

V.2.c. La contrainte de couplage

La contrainte de couplage est une égalité linéaire faisant intervenir les variables d'état du système. Dans le cas plus général de la méthode, les conditions de Karush-Kuhn-Tucker permettent de minimiser une fonctionnelle sous des contraintes non-linéaires ou des contraintes d'inégalités. Dans notre cas, la contrainte de couplage permet ainsi d'assurer la continuité de la température à l'interface des modèles. Ce lien est réalisé grâce une matrice de couplage X entre les nœuds d'interface des deux modèles (2-36). La matrice X permet alors d'exprimer les températures des nœuds d'interface d'un modèle en fonction des températures des nœuds d'interface de l'autre modèle. Afin que le modèle couplé ait moins de nœuds, nous avons choisi d'exprimer le modèle ayant l'interface la plus dense en fonction de l'autre. La Figure 2-43 représente la répartition des nœuds d'interfaces de deux modèles à coupler. On peut remarquer que les nœuds de couplage sont répartis uniformément sur les deux interfaces. Ceci est dû au choix de la répartition des nœuds externes lors de l'étape de sélection des nœuds.

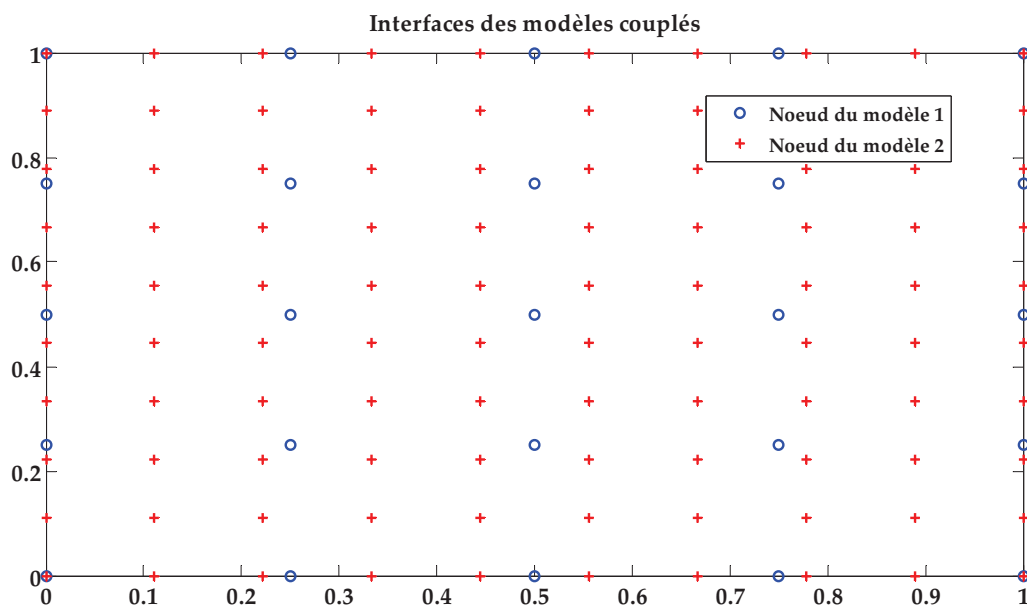


Figure 2-43 : Superposition des interfaces des deux modèles

Ainsi, dans le cas de la Figure 2-43, le modèle 2 est exprimé en fonction du modèle 1. Chaque température nodale de l'interface du modèle 2 est exprimée comme une combinaison linéaire des températures nodales de l'interface du modèle 1.

$$T_2 = X T_1 \quad (2-56)$$

Où T_2 et T_1 représentent toujours les ensembles spécifiés dans la relation (2-35). Nous avons choisi de construire la matrice de couplage X par interpolation linéaire entre les nœuds d'interface des deux modèles. Ainsi, pour chaque nœud de l'interface du modèle 2, on repère les 4 nœuds les plus proches de l'interface du modèle 1 entourant le nœud du modèle 2. Les deux interfaces étant maillées mappé, pour chaque nœud de l'interface 2, on se ramène à un schéma du type :

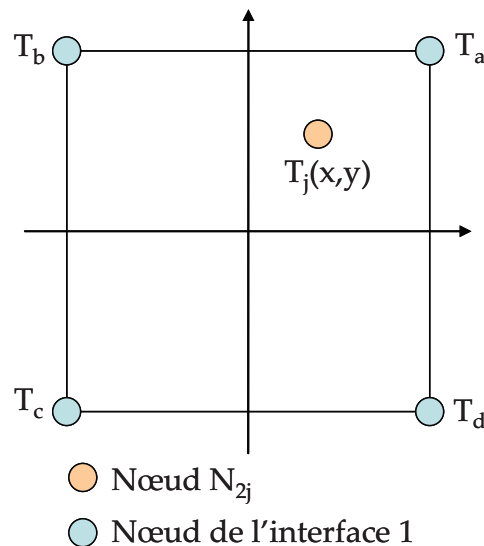


Figure 2-44 : Interpolation des températures nodales du modèle 1

Le calcul de la matrice de couplage X a été inspiré des méthodes de couplage MORTAR [RAP-00, BUF-01, DUR-06] et Arlequin [RAT-03, BEN-05]. Ainsi, la température T_j du nœud N_{2j} est exprimée en fonction des températures des nœuds voisins de l'interface 1 (T_a , T_b , T_c , T_d) en calculant les facteurs de forme des coordonnées du nœud N_{2j} . Si les quatre nœuds voisins forment un carré de côté 1 (élément de référence quadrilatère), les fonctions de forme aux quatre coins s'écrivent :

$$\begin{aligned}\alpha_a(x, y) &= \frac{(1+x)(1+y)}{4} & \alpha_b(x, y) &= \frac{(1-x)(1+y)}{4} \\ \alpha_c(x, y) &= \frac{(1-x)(1-y)}{4} & \alpha_d(x, y) &= \frac{(1+x)(1-y)}{4}\end{aligned}\quad (2-57)$$

Où $\alpha_i(x, y)$ est la fonction de forme au nœud de température T_i ($i = \{a, b, c, d\}$). Cette fonction vaut 1 au nœud i et 0 sur les autres nœuds. La température $T_j(x, y)$ du nœud N_{2j} est alors exprimée en fonction des quatre températures par :

$$T_j(x, y) = \sum_{i=a}^d \alpha_i(x, y) T_i \quad (2-58)$$

L'équation (2-58) exprime ainsi la température T_j du nœud N_{2j} de l'interface du modèle 2 comme une combinaison linéaire Λ_j des nœuds du modèle couplé (nœuds du modèle 1 et nœuds internes du modèle 2).

$$T_j = \Lambda_j T_1 \quad (2-59)$$

La matrice de couplage X entre les deux modèles est construite par les différentes matrices lignes Λ_j .

$$X = [\Lambda_1 \quad \Lambda_2 \quad \dots \quad \Lambda_{n_{e_2}}]^T \quad (2-60)$$

Où n_{e_2} représente le nombre de nœuds externes du modèle 2. Si n_1 est la dimension du vecteur T_1 , la matrice X est donc une matrice rectangulaire avec n_{e_2} lignes et n_1 colonnes.

V.3. Validation du couplage de modèles

V.3.a. Préservation du flux global

La méthode des multiplicateurs de Lagrange permet de préserver le flux total du système, dans le sens où aucun échange avec l'environnement n'est créé par cette opération. Cependant, afin d'assurer cette caractéristique, les lignes Λ_i de la matrice de couplage X doivent respecter la propriété suivante :

$$\sum_{j=1}^{n_1} \Lambda_i(j) = 1 \quad (2-61)$$

C'est en effet le cas avec les contraintes de couplage utilisées car la somme des fonctions de forme dans l'élément de référence en un point de coordonnées (x,y) est égale à 1.

$$\sum_{i=1}^4 \alpha_i(x, y) = 1 \quad (2-62)$$

Considérons le couplage entre deux modèles définis par leurs matrices de conduction (G_1 et G_2) et leurs matrices de diffusion (C_1 et C_2). Les matrices sont décomposées en blocs de nœuds externes et internes. Les matrices de conduction des modèles s'écrivent donc sous la forme :

$$G_1 = \begin{bmatrix} G_{ee1} & G_{ei1} \\ G_{ie1} & G_{ii1} \end{bmatrix} \quad G_2 = \begin{bmatrix} G_{ee2} & G_{ei2} \\ G_{ie2} & G_{ii2} \end{bmatrix} \quad (2-63)$$

La somme des éléments sur une ligne d'une matrice de conduction G représente le flux total échangé par le nœud vers l'extérieur [SAB-03]. Les modèles étant isolés de l'extérieur, les matrices G_1 et G_2 sont nodales, donc :

$$\begin{cases} \sum G_{eek} + \sum G_{eik} = 0 \\ \sum G_{iek} + \sum G_{iik} = 0 \end{cases} \quad k = \{1, 2\} \quad (2-64)$$

Où $\sum G_{eek} + \sum G_{eik}$ représente la somme d'une ligne du bloc externe de la matrice G_k et $\sum G_{iek} + \sum G_{iik}$ représente la somme d'une ligne du bloc interne de la matrice G_k ($k = \{1, 2\}$).

La matrice G_1' résultant du couplage des modèles 1 et 2, sous les contraintes (2-36), est donnée par la relation (2-45), et s'écrit :

$$G_1' = \begin{bmatrix} G_{ee1} + X^T G_{ee2} X & G_{ei1} & X^T G_{ei2} \\ G_{ie1} & G_{ii1} & 0 \\ G_{ie2} X & 0 & G_{ii2} \end{bmatrix} \quad (2-65)$$

Vérifions à présent si G_1' est nodale :

Premièrement, si la ligne k appartient au bloc des nœuds internes du modèle 1 (deuxième ligne de la matrice G_1'), c'est trivial puisque G_1 est nodale.

$$\sum_{i=1}^{n_1} G_1'(k, i) = \sum_{p=1}^{ne_1} G_{ie1}(k, p) + \sum_{j=1}^{ni_1} G_{ii1}(k, j) = 0 \quad (2-66)$$

Deuxièmement, si la ligne k appartient au bloc des nœuds internes du modèle 2 (troisième ligne de la matrice G_1'), la somme des termes de G_1' sur la ligne k s'écrit :

$$\sum_{i=1}^{n_1} G_1'(k, i) = \sum_{p=1}^{ne_1} (G_{ie2} X)(k, p) + \sum_{j=1}^{ni_2} G_{ii2}(k, j) \quad (2-67)$$

En développant le produit matriciel $G_{ie2} X$, il vient :

$$\sum_{i=1}^{n_1} G_1'(k, i) = \left(\sum_{m=1}^{ne_1} X(l, m) \right) G_{ie2}(k, l) + \dots + \left(\sum_{m=1}^{ne_1} X(ne_2, m) \right) G_{ie2}(k, ne_2) + \sum_{j=1}^{ni_2} G_{ii2}(k, j) \quad (2-68)$$

Or, d'après la relation (2-61), on a :

$$\sum_{m=1}^{ne_1} X(j, m) = \sum_{m=1}^{n_1} \Lambda_j(m) = 1 \quad (2-69)$$

D'où :

$$\sum_{i=1}^{n_1} G_1'(k, i) = \sum_{p=1}^{ne_2} G_{ie2}(k, p) + \sum_{j=1}^{ni_2} G_{ii2}(k, j) \quad (2-70)$$

Par ailleurs, comme G_2 est nodale, on a donc :

$$\sum_{i=1}^{n_1} G_1'(k, i) = 0 \quad (2-71)$$

Enfin, si la ligne k appartient au bloc des nœuds externes du modèle 1 (première ligne de la matrice G_1'), la somme des termes de G_1' sur la ligne k s'écrit :

$$\sum_{i=1}^{n_1} G_1'(k, i) = \sum_{p=1}^{ne_1} G_{ee1}(k, p) + \sum_{p=1}^{ne_1} (X^T G_{ee2} X)(k, p) + \sum_{j=1}^{ni_1} G_{ei1}(k, j) + \sum_{l=1}^{ni_2} (X^T G_{ei2})(k, l) \quad (2-72)$$

Comme G_1 est nodale, on a :

$$\sum_{p=1}^{ne_1} G_{ee1}(k, p) + \sum_{j=1}^{ni_1} G_{ei1}(k, j) = 0 \quad (2-73)$$

Donc :

$$\sum_{i=1}^{n_1} G_1'(k, i) = \sum_{p=1}^{ne_1} (X^T G_{ee2} X)(k, p) + \sum_{l=1}^{ni_2} (X^T G_{ei2})(k, l) \quad (2-74)$$

Calculons le second terme de l'équation (2-74) :

$$\sum_{l=1}^{ni_2} (X^T G_{ei2})(k, l) = \sum_{j=1}^{ne_2} X(j, k) \sum_{i=1}^{n_1} G_{ei2}(j, i) \quad (2-75)$$

Or G_2 est nodale, on peut donc réécrire l'équation (2-75) par :

$$\sum_{l=1}^{ni_2} (X^T G_{ei2})(k, l) = - \sum_{j=1}^{ne_2} X(j, k) \sum_{i=1}^{n_1} G_{ee2}(j, i) \quad (2-76)$$

Calculons à présent le premier terme de l'équation (2-74) :

$$\sum_{p=1}^{ne_1} (X^T G_{ee2} X)(k, p) = \sum_{j=1}^{ne_2} \left(\sum_{p=1}^{n_1} X(j, p) \right) \left(\sum_{i=1}^{ne_2} X(i, k) G_{ee2}(i, j) \right) \quad (2-77)$$

Par ailleurs, d'après la relation (2-69), on obtient :

$$\sum_{p=1}^{ne_1} (X^T G_{ee2} X)(k, p) = \sum_{j=1}^{ne_2} \left(\sum_{i=1}^{ne_2} X(i, k) G_{ee2}(i, j) \right) \quad (2-78)$$

D'où

$$\sum_{p=1}^{ne_1} (X^T G_{ee2} X)(k, p) = \sum_{i=1}^{ne_2} X(i, k) \sum_{j=1}^{ne_2} G_{ee2}(i, j) \quad (2-79)$$

On obtient donc :

$$\sum_{i=1}^{n_1} G_1'(k, i) = 0 \quad (2-80)$$

Finalement, on peut en déduire que le couplage préserve le flux total du système car la matrice G_1' résultant du couplage de deux matrices G_1 et G_2 nodales, est nodale.

V.3.b. Validation du couplage par simulation

Afin de valider le couplage, nous avons construit un modèle éléments finis représentant un cube de silicium à l'intérieur d'un cube d'alumine. Des conditions de

simulation ont été appliquées sur les différentes surfaces du modèle comme le montre la Figure 2-45 :

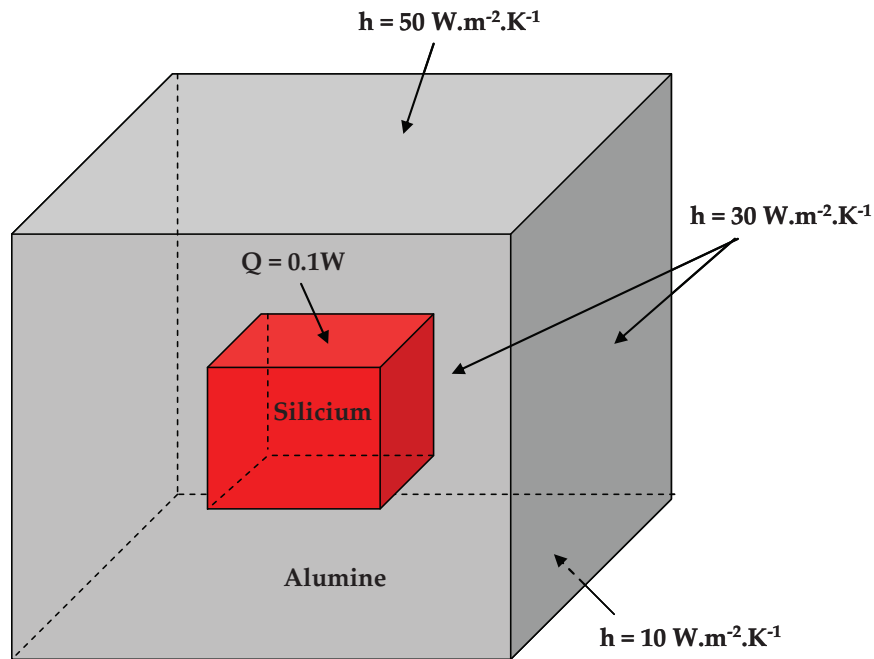


Figure 2-45 : Cube de silicium dans un cube d'alumine

Le modèle éléments finis a été construit à l'aide d'un maillage régulier. Ce modèle a été simulé sous les conditions de simulations précédentes. Ce modèle est pris comme référence de comparaison afin d'apprécier l'efficacité du couplage.

Puis, un modèle éléments finis de chaque composant du système (silicium et alumine) est construit. Les modèles sont extraits via la seconde étape de la méthodologie en incluant les coefficients d'échange dans le modèle d'alumine. Le but de cette simulation est uniquement de montrer l'efficacité du couplage, l'erreur obtenue ne doit être influencée que par le couplage de modèles. Les modèles extraits sont ensuite couplés par leurs interfaces de couplage respectives. Le modèle résultant est ensuite simulé dans les mêmes conditions de simulation en appliquant la source de puissance sur les nœuds de jonction du silicium.

Dans un premier temps, le même maillage que le modèle complet éléments finis a été adopté pour les deux modèles élémentaires de silicium et d'alumine. Ainsi, dans ce cas, les nœuds d'interface des deux modèles sont coïncidents. Les températures de surface des interfaces de couplage de modèle ont été calculées d'une part avec le modèle complet éléments finis, puis d'autre part avec le modèle couplé. La Figure 2-46 représente l'erreur absolue entre les deux températures surfaciques.

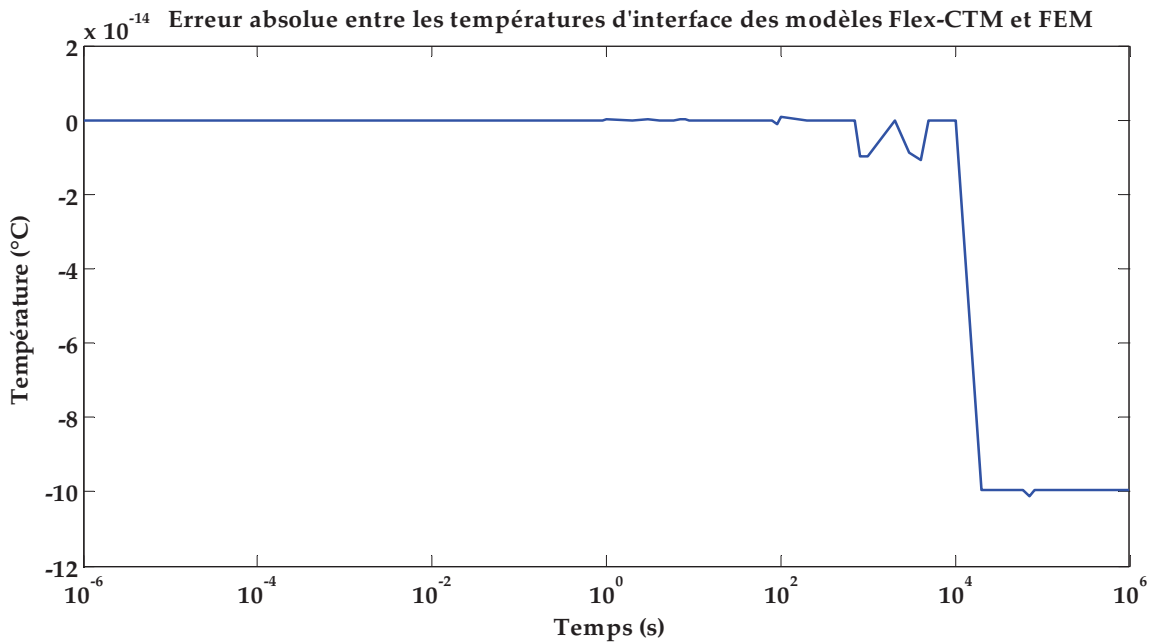


Figure 2-46 : Erreur de couplage pour un maillage coïncident

On peut remarquer que l'amplitude de l'erreur est très faible ($1e-14$) principalement due à de l'erreur numérique. On peut donc en déduire que dans le cas de maillages coïncidents, le couplage ne crée aucune erreur.

Dans un deuxième temps, modifions le maillage du bloc de silicium afin que les nœuds de maillage entre les deux modèles ne soient plus coïncidents. La comparaison directe est plus difficile puisqu'un modèle complet éléments finis ne peut alors être construit. Ainsi, deux modèles complets sont construits, le premier avec le pas de maillage de l'alumine et le second avec le pas de maillage du silicium. Le pas de maillage des modèles de silicium et d'alumine est tel que les résultats de simulation entre les deux modèles couplés n'évoluent pas. Ainsi, l'une ou l'autre simulation peut être prise comme référence pour évaluer l'efficacité du couplage dans le cas où les maillages ne sont pas coïncidents. Les courbes de la Figure 2-47 montre alors les températures surfaciques des interfaces de couplage du modèle complet éléments finis et du Flex-CTM.

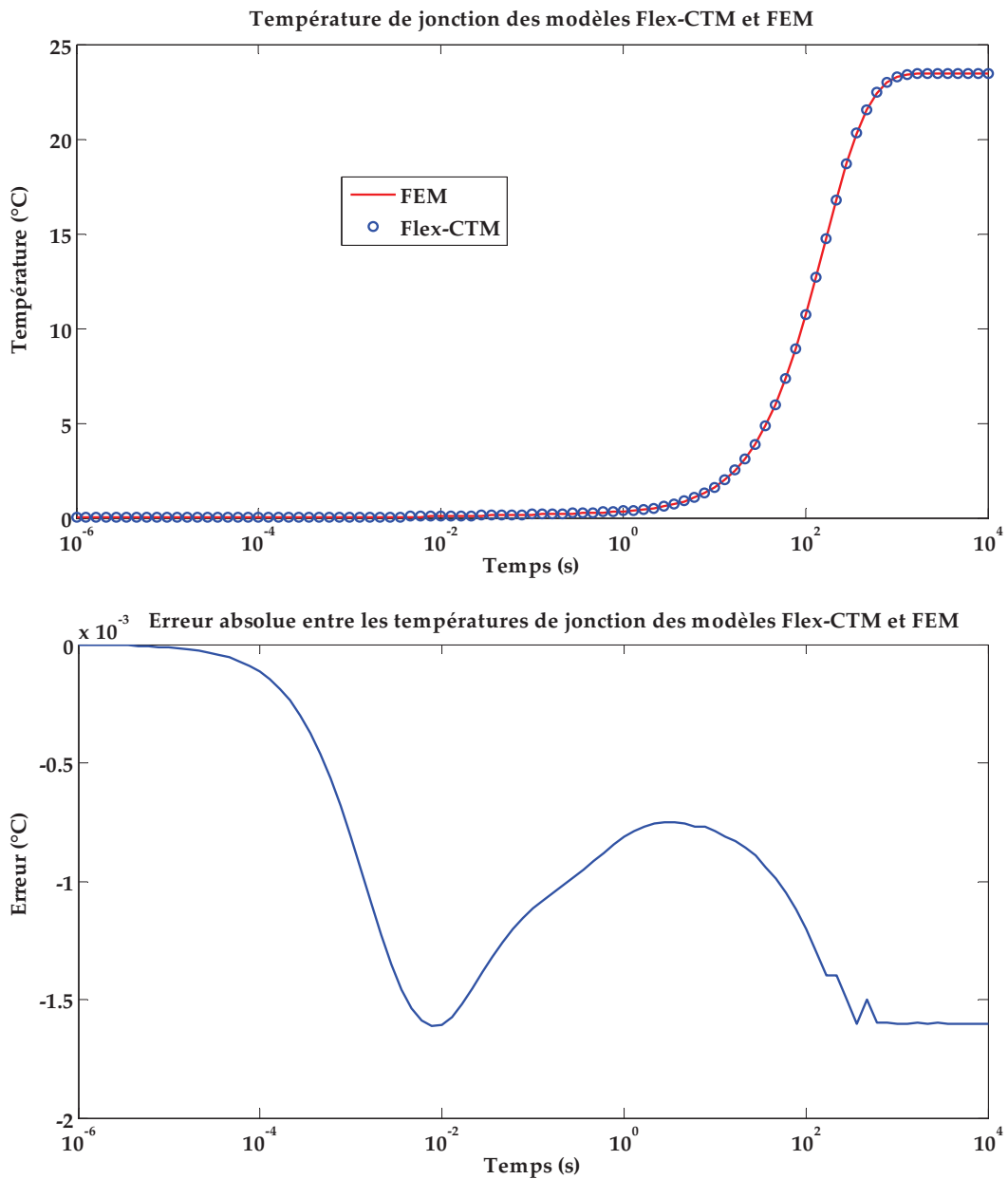


Figure 2-47 : Erreur de couplage pour un maillage non-coïncident

Bien que l'erreur créée par le couplage de deux modèles avec des maillages non-coïncidents ne soit plus nulle, on constate cependant qu'elle reste faible devant l'élévation de température du modèle couplé.

VI. Application des conditions aux limites et simulation du modèle Flex-CTM

Le modèle Flex-CTM résultant du processus de couplage est défini par les matrices G'_1 et C'_1 symétriques calculées dans l'équation (2-45). Ainsi, par analogie thermoélectrique, le Flex-CTM peut être assimilé à un réseau de résistances et de capacités thermiques pouvant être simulé dans un simulateur type Spice. Le Flex-CTM est donc converti en un composant Spice (subckt) constitué de résistances et de capacités, dont les ports entrées-sorties sont les nœuds externes du Flex-CTM. Les conditions aux limites sont ainsi appliquées sur les ports entrées-sorties du composant Spice afin de simuler le Flex-CTM sous certaines conditions de simulation. Premièrement, des potentiels fixes sont appliqués sur certains ports du composant afin d'imposer des températures sur certains nœuds externes du Flex-CTM. Deuxièmement, des résistances de convection $R_{\text{convection}}$ sont connectées sur d'autres ports entrées-sorties afin d'imposer un coefficient d'échange thermique sur des surfaces du système. Les résistances de convection sont imposées sur chaque nœud de surface par l'équation :

$$R_{\text{convection}} = \frac{1}{hS} \quad (2-81)$$

Où h représente le coefficient d'échange thermique imposé sur la surface du système en $W.m^{-2}.K^{-1}$ et S représente la surface équivalente du nœud externe du Flex-CTM.

Enfin, des sources de courant sont appliquées sur les nœuds sources du Flex-CTM afin d'imposer une source de puissance sur une surface du système. Pour rappel, les nœuds sources sont les nœuds virtuels connectés aux nœuds réels d'interface source du système (cf. paragraphe III.1.c). La Figure 2-48 schématise le Flex-CTM comme une boîte noire avec des ports entrées-sorties sur lesquels sont appliqués les conditions de simulation.

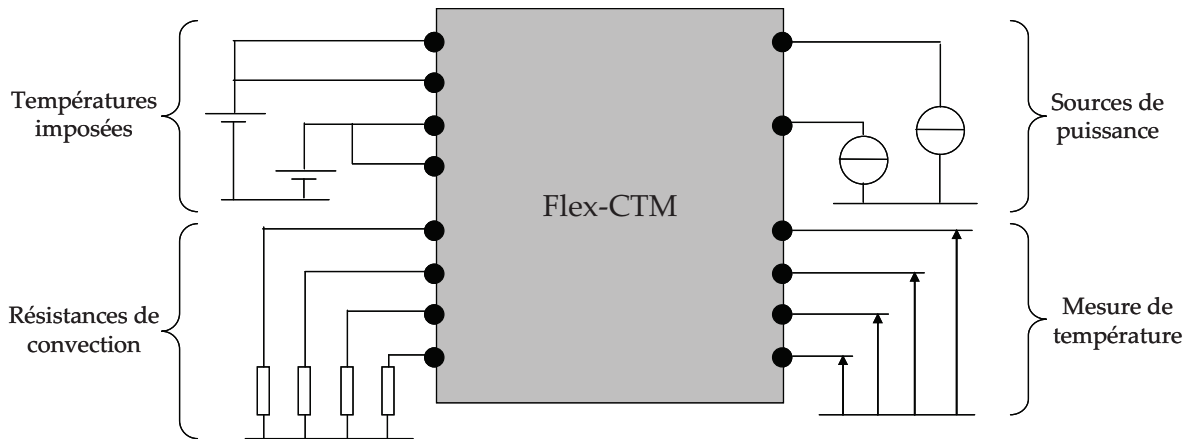


Figure 2-48 : Application des conditions de simulation sur le Flex-CTM

Le composant Spice est ensuite simulé pour un scénario transitoire afin de calculer les températures en chaque port entrée-sortie du composant. Afin de résoudre l'équation (2-6), le domaine temporel est discrétisé à l'aide d'un schéma d'Euler. Il existe plusieurs schémas d'Euler permettant d'exprimer la dérivée temporelle d'une variable à un temps $t_{i+\theta} = t_i + \theta \Delta t$ en fonction des valeurs de la variable aux pas de temps t_i et t_{i+1} , où θ est un coefficient entre 0 et 1 :

$$\left(\frac{dT}{dt} \right)_{t=t_{i+\theta}} = \frac{T(t_{i+1}) - T(t_i)}{\Delta t} \quad (2-82)$$

Les valeurs de θ définissant les schémas d'Euler les plus utilisés sont décrits dans la référence [CED-09]. Dans notre application, le schéma d'Euler retenu est un schéma implicite ($\theta=1$) car cette solution est facile à implémenter et c'est le schéma de discrétisation temporel utilisé dans le logiciel Flux. Les simulations des modèles éléments finis définissant une référence de comparaison des modèles Flex-CTM, le même schéma d'Euler a donc été adopté.

Chapitre 5 : Validation de la démarche

I. Modélisation complète et légère d'un système complexe multi-niveaux

La méthodologie Flex-CTM permet de construire des modèles thermiques légers et multi-niveaux. En effet, par construction, les modèles Flex-CTM sont indépendants des conditions aux limites et peuvent donc être réutilisables. Par ailleurs, la méthodologie permet de modéliser des systèmes sur plusieurs niveaux de modélisation, du niveau architectural au niveau PCB. L'étape de couplage permet ensuite de reconstituer un modèle global d'un système thermique multi-niveaux.

De plus, la technique de réduction appliquée sur chaque modèle numérique de sous-composant du système global permet de diminuer le nombre d'inconnues des modèles et donc du modèle multi-niveaux global.

De surcroît, le comportement thermique en régime transitoire des systèmes modélisés est retranscrit par des matrices de conduction et de diffusion. Des scénarii transitoires peuvent donc être simulés afin d'étudier le comportement dynamique du système. En outre, la modélisation de composants au niveau architectural permet d'appliquer plusieurs sources dissipatrices de puissances au modèle. La méthodologie respecte donc bien le cahier des charges proposé au chapitre 1.

La construction d'un modèle léger et multi-niveaux d'un système complexe permet d'effectuer une analyse rapide et précise du comportement thermique du système. Par ailleurs, la manipulation d'un modèle léger permet d'effectuer des simulations rapides du modèle. Une exploration du système peut être menée en faisant varier certains paramètres afin de déterminer la configuration optimale du système dissipant le moins de chaleur. Enfin, la méthodologie Flex-CTM permet de mener une analyse rapide et précise très tôt dans le processus de conception du système électronique. De ce fait, les spécifications sont plus rapidement définies, ce qui évite les risques de redimensionnement du système.

II. Une méthodologie structurée et ouverte

La méthodologie Flex-CTM est structurée dans le sens où une base de fichiers (texte et XML) est utilisée pour effectuer le lien entre les différentes étapes de la méthodologie. En effet, après chaque étape, deux fichiers textes $gi.txt$ et $ci.txt$ ($i \in \{1, \dots, 5\}$) représentent respectivement les matrices G et C du modèle en format sparse de l'étape i correspondante. Ces fichiers contiennent trois colonnes : la première correspond aux indices des lignes, la seconde aux indices des colonnes et la troisième à la valeur de la connexion. L'étape suivante charge ces deux fichiers, modifie les matrices G et C selon son action propre et génère à son tour les fichiers dans le même format. De plus, après chaque étape un fichier $modeli.xml$ ($i \in \{1, \dots, 5\}$) est généré. Ce fichier XML contient des informations générales sur le modèle (nombre de nœuds, nombre de connections résistives et capacitives...). De plus, il représente le modèle comme une liste d'interfaces, dans lesquelles sont répertoriés tous les nœuds d'interfaces. De la même manière, l'étape suivante charge ce fichier XML puis le modifie selon son action propre, tout en conservant la structure du fichier. Après la première étape de la méthodologie, les matrices numériques ne sont pas encore construites, donc les fichiers texte n'existent pas et le fichier XML répertorie seulement la liste des interfaces du modèle.

En outre, la méthodologie est ouverte dans le sens où elle supporte et génère des fichiers en format classique. En effet, la description du système est effectuée à l'aide de fichiers standards de géométrie, tels que IGES, SAT, VRML, X3D, générés par n'importe quel logiciel de CAO. De plus, après les étapes d'extraction, de sélection, de réduction et de couplage, un fichier $subckt$ est créé. Ce fichier $subckt$ est un composant circuit pouvant être importé dans un simulateur de type Spice afin de simuler le modèle en ajoutant les conditions de simulation, comme dans l'étape 6 de la méthodologie Flex-CTM.

Le schéma de la Figure 2-49 illustre les liens entre les différentes étapes de la méthodologie :

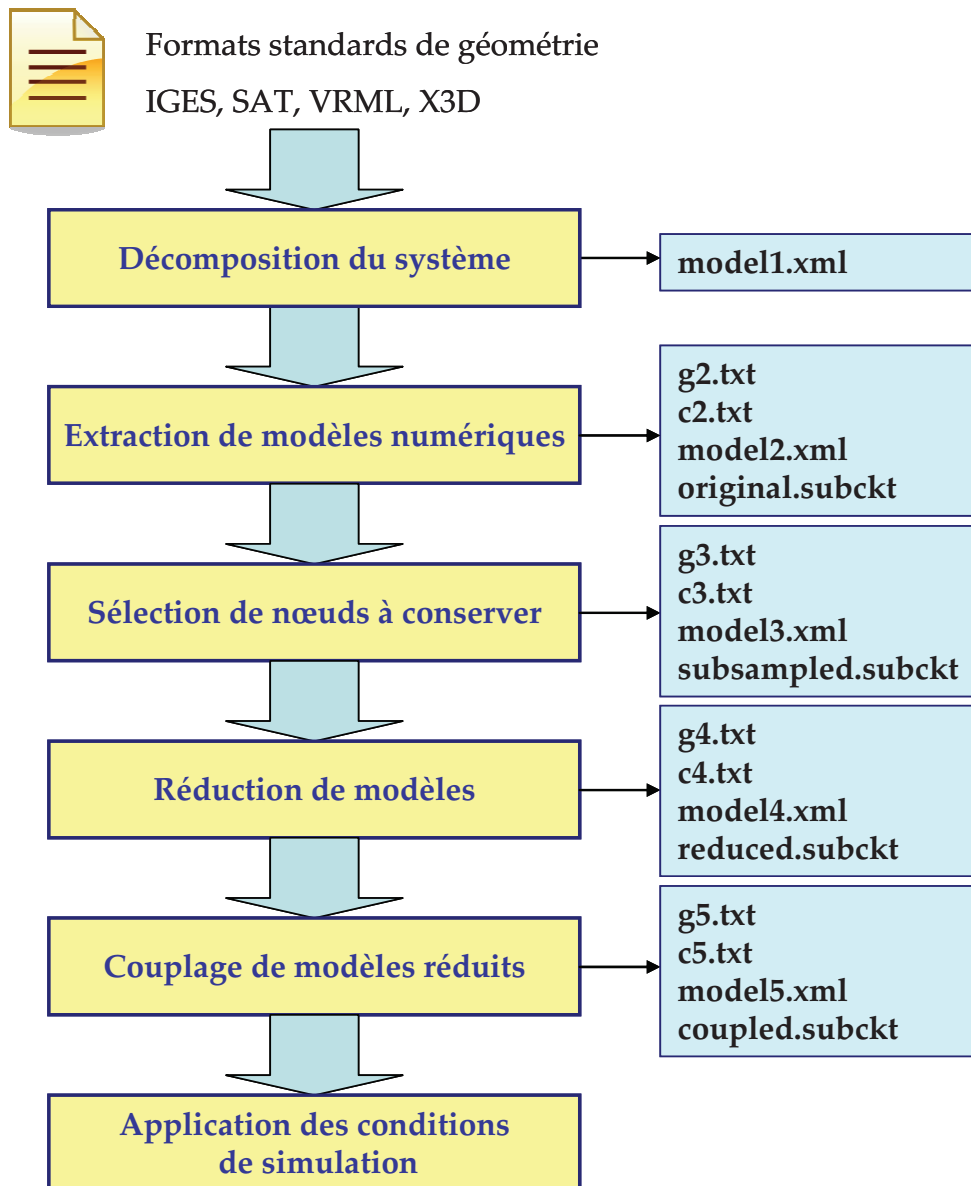


Figure 2-49 : Liens entre les étapes de la méthodologie Flex-CTM

III. Homogénéisation des modèles à différents niveaux de modélisation

La méthodologie Flex-CTM permet de construire un modèle léger (micromodèle) de chaque sous-composant d'un système électronique. Selon la finesse de modélisation désirée, les composants peuvent être modélisés du niveau architectural au niveau PCB. Ainsi, quelque soit le niveau de modélisation thermique du composant, ce dernier sera modélisé par un micromodèle. La méthodologie permet donc d'homogénéiser les modèles sur ces différents niveaux de modélisation. Cette propriété facilite l'échange de modèles entre les

différentes équipes de conception. De cette manière, un concepteur peut construire plus finement son propre modèle d'intérêt en utilisant d'autres modèles de composants et d'environnements.

De plus, les modèles Flex-CTM représentent des réseaux de résistances et de capacités thermiques et peuvent donc être simulés avec un simulateur type Spice. Ce format très standard favorise également l'échange des modèles Flex-CTM entre les différentes équipes de conception.

Enfin, les modèles Flex-CTM contiennent peu d'informations sur le système original. Les propriétés géométriques et physiques du système modélisé sont incluses implicitement dans le modèle. Par conséquent, les modèles Flex-CTM préservent la confidentialité des propriétés du système.

IV. Flexibilité des modèles

Enfin la méthodologie a été appelée Flex-CTM parce qu'elle permet de construire des modèles thermiques légers flexibles. Le caractère flexible des modèles signifie que chaque micromodèle d'un sous-composant d'un système global peut être modifié indépendamment des autres et remplacé par un autre micromodèle. Par exemple, un micromodèle de package peut être couplé avec un micromodèle de PCB de type 1s0p pour simuler le comportement thermique du système. Ensuite, pour étudier l'influence du board sur la dissipation de la température du système, le micromodèle du PCB peut être remplacé par un autre micromodèle de PCB, 2s2p par exemple. La Figure 2-50 représente un package de type BGA pouvant être couplé avec un modèle de PCB 1s0p ou un modèle de PCB de type 2s2p.

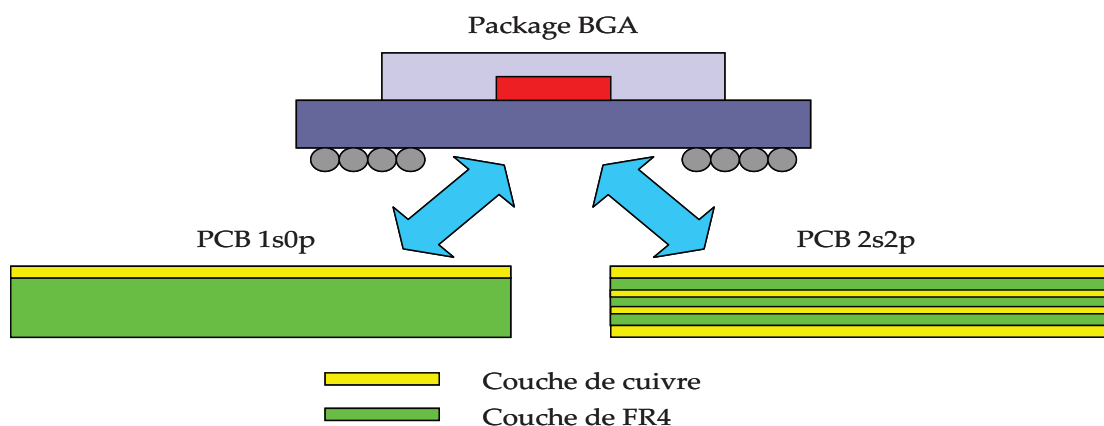


Figure 2-50 : Flexibilité des modèles

Bibliographie

[ANS]: ANSYS, Outils de modélisation par éléments finis développés par l'entreprise ANSYS <http://www.ansys.com/products/>

[BEN-05]: H. Ben Dhia and G. Rateau, « The Arlequin Method as a Flexible Engineering Design Tool », International Journal for Numerical Methods in Engineering, Vol. 62, Issue 11, pp. 1442-1462, 2005.

[BOL-94]: D. L. Boley, « Krylov Space Methods on State-Space Control Models », Circuits System Signal Processing, Vol. 13, NO. 6, pp. 733-758, 1994.

[BON-99]: M. Bonnet, "Boundary Integral Equation Methods for Solids and Fluids", Wiley, April 1999.

[BOU]: C. Bourdarias, Cours sur les méthodes de volumes finis, Introduction, Master 2 IM - Université de Savoie, http://www.lama.univ-savoie.fr/sitelama/Membres/pages_web/BOURDARIAS/enseignement/M2IM/cours/VF_intro.pdf.

[BUF-01]: A. Buffa, Y. Maday and F. Rapetti, « A sliding mesh-mortar method for a two dimensional eddy currents model of electric engines », Mathematical Modelling and Numerical Analysis, Vol. 35, NO. 2, pp. 191-228, 2001.

[CAN-99]: A. C. Cangellaris and L. Zhao, « Passive Reduced Order Modeling of Electromagnetic Systems », Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, 169(3-4), pp. 345-358, February 1999.

[CED-09]: Cedrat, Flux 10.3.2: guide d'utilisation, 2009.

[CEL-05]: D. Celo, X. Guo, P. K. Gunupudi, R. Khazaka, D. J. Walkey, T. Smy and M. S. Nakhla, « The Creation of Compact Thermal Models of Electronic Components Using Model Reduction », IEEE Transactions on Advanced Packaging, Vol. 28, NO. 2, pp. 240-251, May 2005.

[COD-03]: L. Codecasa, D. D'Amore and P. Maffezzoni, « An Arnoldi Based Thermal Network Reduction Method for Electro-Thermal Analysis », IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Vol. 26, NO. 1, pp. 186-192, March 2003.

[COU-81]: J. L. Coulomb, « Analyse tridimensionnelle des champs électriques et magnétiques par la méthode des éléments finis », Thèse de doctorat INPG et USMG, 1981.

[DUR-06]: D. Dureisseix and H. Bavestrello, « Information Transfer Between Incompatible Finite Element Meshes: Application to Coupled Thermo-Viscoelasticity », Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering, Vol. 195, Issues 44-47, pp. 6523-6541, September 2006.

[EYM-03]: R. Eymard, T. Gallouët and R. Herbin, "Finite Volume Methods", pp. 713-1020 in P.G. Ciarlet, J. L. Lions (eds), Handbook of Numerical Analysis, Vol. 7, January 2003.

[FLO]: Flotherm, Outil de modélisation par volumes finis développé par l'entreprise Mentor. <http://www.mentor.com/products/mechanical/products/flotherm>

[FLU]: Flux, Outil de modélisation par éléments finis développé par le groupe Cedrat. <http://www.cedrat.com/fr/solutions-logicielles/flux.html>

[FRE-00]: R. W. Freund, « Krylov Subspace Methods for Reduced Order Modeling in Circuit Simulation », Journal of Computational and Applied Mathematics, Vol. 123, NO. 1-2, pp. 395-421, November 2000.

[GAV-09]: S. Gavoille, « Stratégies de couplage de modèles discret-continu en dynamique explicite », Thèse de doctorat ENS Cachan, 2009.

[GUG-03]: S. Gugercin, « Projection Methods for Model Reduction of Large-Scale Dynamic Systems », PhD Thesis, Rice University, 2003.

[GUO-06]: X. Guo, D. Celso, D. J. Walkey and T. Smy, « A General Method for the Connection of a Component Thermal Model to a Board », IEEE Transactions on Advanced Packaging, Vol. 29, NO. 2, pp. 250-263, May 2006.

[HUI-99]: Z. Hui, Z. Wenjun, T. Lilin and Y. Zhilian, « Enhancing the Efficiency of Reduction of Large RC Networks by Pole Analysis via Congruence Transformations », Asia and South Pacific Design Automation Conference (ASP-DAC), pp. 89-92, 1999.

[ISM-02]: Y. I. Ismail, « Efficient Model Order Reduction via Multi-Node Moment Matching », Proceedings of the International Conference on Computer Aided Design (ICCA), pp. 767-774, 2002.

[KER-97]: K. J. Kerns and A. T. Yang, « Stable and Efficient Reduction of Large Multiport RC Networks by Pole Analysis via Congruence Transformations », IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, Vol. 16, NO. 7, pp. 734-744, July 1997.

[LAN-50]: C. Lanczos, « An Iteration Method for the Solution of the Eigenvalue Problem of Linear Differential and Integral Operators », Journal of Research of the National Bureau of Standards, Vol. 45, NO. 4, pp. 255-282, October 1950.

[LI-05]: H. Li, P. Liu, Z. Qi, L. Jin, W. Wu, S. X.-D. Tan and J. Yang, « Efficient Thermal Simulation for Run-Time Temperature Tracking and Management », Proceedings of the International Conference on Computer Design (ICCD), pp. 130-136, 2005.

[LOC]: LOCAPI, Outil de modélisation par éléments de frontières développé par le laboratoire de génie électrique de Grenoble (G2Elab). <http://www.g2elab.grenoble-inp.fr/recherche/locapi-213397.kjsp>

- [MAR-91]: Y. Maréchal, « Modélisation des phénomènes magnétostatiques avec terme de transport. Application aux ralentisseurs électromagnétiques », Thèse de doctorat INPG, 1991.
- [MAR-09-1]: O. Martins, N. Peltier, S. Guédon, S. Kaiser, Y. Maréchal and Y. Avenas, « A New Methodology for Multi-Level Thermal Characterization of Complex Electronic Systems: From Die to Board Level », Proceedings of the European Microelectronics and Packaging Conference (EMPC), 17-S2-7, June 2009.
- [MAR-09-2]: O. Martins, N. Peltier, S. Guédon, S. Kaiser, Y. Maréchal and Y. Avenas, « A New Methodology for Early Stage Thermal Analysis of Complex Electronic Systems », Proceedings of the 15th International Workshop on Thermal Investigation of ICs and Systems (Therminic), pp. 17-22, October 2009.
- [MAT]: MatWeb, division of Automation Creations, Inc. <http://www.matweb.com>
- [MOO-81]: B. C. Moore, « Principal Component Analysis in Linear Systems: Controlability, Observability and Model Reduction », IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 35, pp. 17-32, 1981.
- [MUL-76]: C. T. Mullis and R. A. Roberts, « Synthesis of Minimum Roundoff Noise Fixed Point Digital Filters », IEEE Transactions on Circuit Systems, Vol. 23, pp. 551-562, 1976.
- [ODA-98]: A. Odabasioglu, M. Celik and L. T. Pileggi, « PRIMA: Passive Reduced-Order Interconnect Macromodeling Algorithm », IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, Vol. 17, NO. 8, pp. 645-654, August 1998.
- [OST-00]: D. Ostergaard and M. Gyimesi, « Finite Element Based Reduced Order Modeling of Micro Electro Mechanical Systems (MEMS) », Technical Proceedings of the International Conference on Modeling and Simulation of Microsystems, pp. 684-687, 2000.
- [PIL-90]: L. T. Pillage and A. Rohrer, « Asymptotic Waveform Evaluation for Timing Analysis », IEEE Transactions on Computer-aided Design, Vol. 9, NO. 4, April 1990.
- [PRE-00]: E. Premat, “Prise en compte d’effets météorologiques dans une méthode d’éléments finis de frontière”, Thèse de doctorat, INSA Lyon, 2000.
- [RAP-00]: F. Rapetti, A. Buffa, F. Bouillault and Y. Maday, « Simulation of a coupled magneto-mechanical system through the sliding-mesh mortar element method », International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering (COMPEL), Vol. 19, NO. 2, pp. 332-340, 2000.
- [RAT-03]: G. Rateau, « Méthode Arlequin pour les problèmes mécaniques multi-échelles – Application à des problèmes de jonction et de fissuration de structures élancées », Thèse de doctorat de l’Ecole Centrale Paris, juin 2003.
- [SAB-84]: M.-N. Sabry, “Sur une nouvelle méthode intégrale et son application aux écoulements de fluides visqueux avec ou sans transfert de chaleur”, Thèse de doctorat INPG, pp. 222, 1984.

[SAB-03]: M.-N. Sabry, "Compact Thermal Models for Electronic Systems", IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Vol. 26, NO. 1, pp. 179-185, March 2003.

[SAB-07-1]: M.-N. Sabry, « Flexible Profile Compact Thermal Models for Practical Geometries », Journal of Electronic Packaging, Transactions of the ASME, Vol. 129, pp. 256-259, September 2007.

[SAB-07-2]: M.-N. Sabry, « Flexible Profile Approach to the Steady Conjugate Heat Transfer Problem », Special Issue of ASME-JEP Journal: Collection of Papers Presented at the 13th International Workshop on THERMAL Investigation of ICs and Systems, THERMINIC, art. No. 4451765, pp. 137-140, September 2007.

[SHE-99]: B. N. Sheehan, « TICER: Realizable Reduction of Extracted RC Circuits », International Conference on Computer Aided Design (ICCAD), pp. 200-203, 1999.

[SOR-01]: D. C. Sorensen and A. C. Antoulas, « Projection Methods for Balanced Model Reduction », Technical Report 01-03, Department of Computational and Applied Mathematics, Rice University, March 2001.

[SPI-02]: P. Spiteri, "Introduction à la méthode des éléments finis", Techniques de l'ingénieur, Juillet 2002.

[STR-86]: G. Strange, « Introduction to Applied Mathematics », Wellesley Cambridge. Press USA, 1986.

[WAN-04]: T. Y. Wang and C. C. Chen., « Spice-compatible thermal simulation with lumped circuit modeling for thermal reliability analysis based on model reduction », In Proceedings of the International Symposium on Quality Electronic Design (ISQED), pages 357–362, 2004.

[ZIE-87]: O. C. Zienkiewicz, R. L. Taylor, "The Finite Element Method: Basic Formulation and Linear Problems", McGraw-Hill, April 1987.

Partie 3 :

Application de la méthodologie et validation physique

« Que la stratégie soit belle est un fait, mais n'oubliez pas de regarder le résultat. »

W. Churchill

PARTIE 3 :

Application de la méthodologie et validation physique

SOMMAIRE

<i>PARTIE 3 : Application de la méthodologie et validation physique</i>	155
Introduction	157
Chapitre 6 : Validation physique des modèles Flex-CTM	158
I. Description du système réel	158
II. Simplification du cas d'étude	161
III. Application de la méthodologie Flex-CTM au cas d'étude.....	162
IV. Evaluation du modèle Flex-CTM.....	164
Chapitre 7 : Application de la méthodologie Flex-CTM à un package électronique 3D complexe	166
I. Description du cas d'étude.....	166
I.1. Géométrie et physique.....	166
I.2. Adaptation du cas d'étude à la méthodologie Flex-CTM.....	168
II. Application de la méthodologie Flex-CTM.....	173
II.1. Génération du modèle Flex-CTM	173
II.2. Cycle de validation d'un modèle.....	177
III. Evaluation des propriétés du modèle Flex-CTM.....	181
III.1. Performances en précision	181
III.2. Temps de simulation et temps de génération	185
III.3. Flexibilité des modèles	187
III.3.a. Règles de modification	187
III.3.b. Modification du modèle	189
III.3.c. Temps de modification	190
III.4. Limites de la méthodologie	191
Conclusion	198
Bibliographie	199

Résumé

La méthodologie Flex-CTM permet de construire des modèles légers réutilisables de systèmes électroniques multi-niveaux. Dans un premier temps, la méthodologie Flex-CTM est appliquée à un package électronique de type CPGA et la simulation du modèle est confrontée à une mesure sur le composant réel.

Ensuite, un package électronique 3D est utilisé pour illustrer l'application de la méthodologie sur un cas complexe. Le package est placé dans un environnement de simulation afin d'évaluer les performances de la méthode en termes de temps de simulation et de précision. Par ailleurs, la flexibilité des modèles permet de modifier et de remplacer indépendamment chaque élément du modèle Flex-CTM. Cette propriété permet ainsi de modifier par exemple l'environnement de simulation du package et de le simuler rapidement dans ce nouvel environnement.

Introduction

La méthodologie mise en œuvre dans le cadre de cette thèse, permet de modéliser le comportement thermique de systèmes électroniques multi-niveaux, à l'aide de modèles thermiques légers. Le modèle Flex-CTM du système résulte d'un couplage d'un ensemble de modèles thermiques légers représentant chacun un élément du système complexe. La propriété flexible de ces modèles permet de les modifier et de les remplacer indépendamment afin de simuler le système dans diverses conditions. De plus, le modèle Flex-CTM du système est indépendant des conditions aux limites, et peut donc être simulé dans tout environnement. La méthodologie Flex-CTM est appliquée dans un premier temps au cas d'un package de type CPGA et est comparé à une mesure sur un composant réel. Ensuite, le cas d'un package électronique 3D est utilisé et plusieurs scénarii de simulation sont définis afin d'évaluer les performances des modèles Flex-CTM en précision, temps de simulation, temps de génération et flexibilité.

Ainsi, dans le chapitre 6, nous construisons un modèle Flex-CTM d'un composant simple de type CPGA et évaluons la précision de ce modèle par rapport à une mesure sur le composant réel. Ensuite, dans le chapitre 7, nous présentons le package électronique 3D et adaptons ce cas d'étude à la méthodologie Flex-CTM. Puis, la méthodologie est appliquée au package électronique 3D, en validant les modèles après chaque étape. Enfin, nous évaluons les performances des modèles Flex-CTM obtenus selon des critères de précision, temps de simulation et flexibilité, et montrons les limites de la méthodologie.

Chapitre 6 : Validation physique des modèles Flex-CTM

Avant d'appliquer la méthodologie Flex-CTM à un cas d'étude complexe de type package 3D, nous avons évalué la précision des modèles obtenus en comparant la simulation de ces modèles à une mesure sur un composant réel.

I. Description du système réel

Le système étudié est un composant de test thermique référencé TMC81A permettant de mesurer la température de jonction du composant pour différents schémas de dissipation appliqués. Ce composant est fourni par l'entreprise MicReD, qui fait désormais partie du groupe Mentor Graphics. Le composant est soudé sur un board de type 1s0p à l'intérieur d'une enceinte JEDEC [JED-95] afin d'effectuer les mesures dans les conditions standards de la convection naturelle. En plus du chip, la société MicReD fournit un logiciel appelé TMCMFU permettant de mesurer la température de jonction du chip au régime stationnaire.

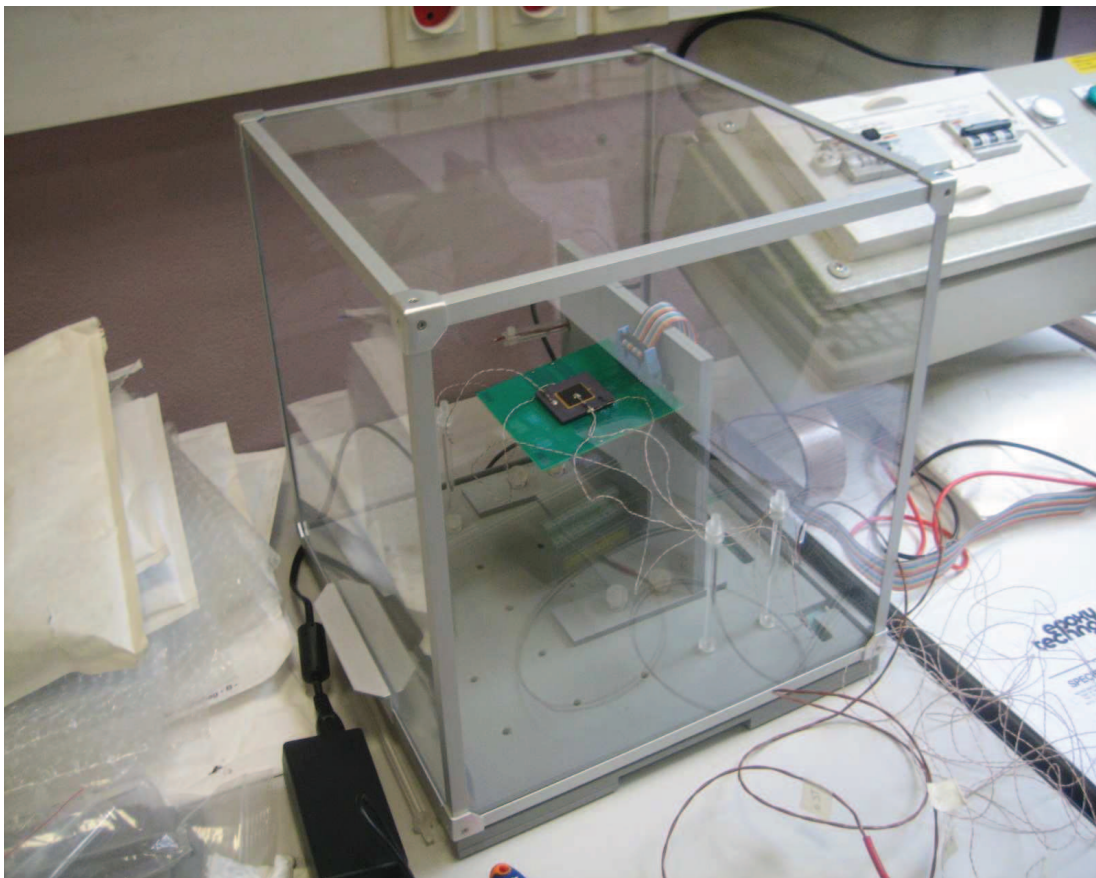


Figure 3-1 : Environnement JEDEC

Le TMC81A est une puce de type CPGA-UP, dont la surface supérieure du die est divisée en 81 cellules dissipatrices, d'une surface de $50 \times 50 \mu\text{m}^2$ chacune (Figure 3-2).

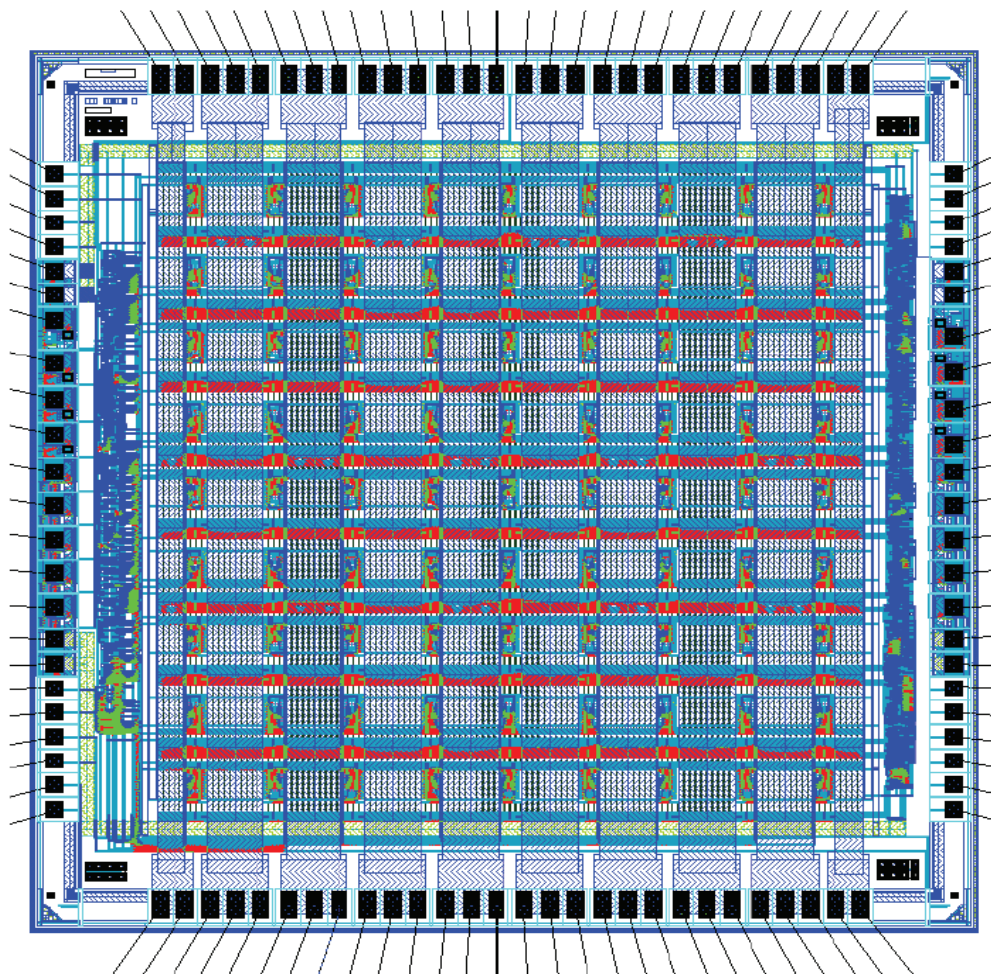


Figure 3-2 : Floorplan du die du TMC81A

Ces cellules possèdent chacune un capteur fournissant une fréquence en sortie. En mesurant la valeur de la fréquence de sortie de ce capteur, on peut en déduire directement la température atteinte par la cellule d'après la formule suivante :

$$f = f_0 \exp(\gamma(T - T_0)) \quad (3-1)$$

Avec f la fréquence de la cellule en Hz, T la température moyenne de la cellule en K, T_0 la température de référence en K, f_0 la fréquence de chaque cellule en Hz pour une température de la cellule égale à la température de référence T_0 et γ la sensibilité du capteur de la cellule en K^{-1} .

Les valeurs de f_0 et γ sont déterminées par un fichier de calibration, en mesurant la fréquence de sortie du capteur pour deux températures distinctes. Le fichier de calibration doit être exécuté avant les mesures dès l'ouverture du logiciel TMCMFU. Ensuite, on choisit le schéma de dissipation de la surface du die, c'est-à-dire quelles cellules vont dissiper de la puissance. On peut ensuite activer la dissipation, puis mesurer la température d'une seule cellule ou de toutes les cellules. On peut également connaître la température moyenne de toutes les cellules. La Figure 3-3 représente une copie d'écran du logiciel TMCMFU où l'on peut voir le schéma de dissipation du die, la mesure de température d'une seule cellule ou de la température moyenne de jonction et une cartographie de la surface de jonction du die.

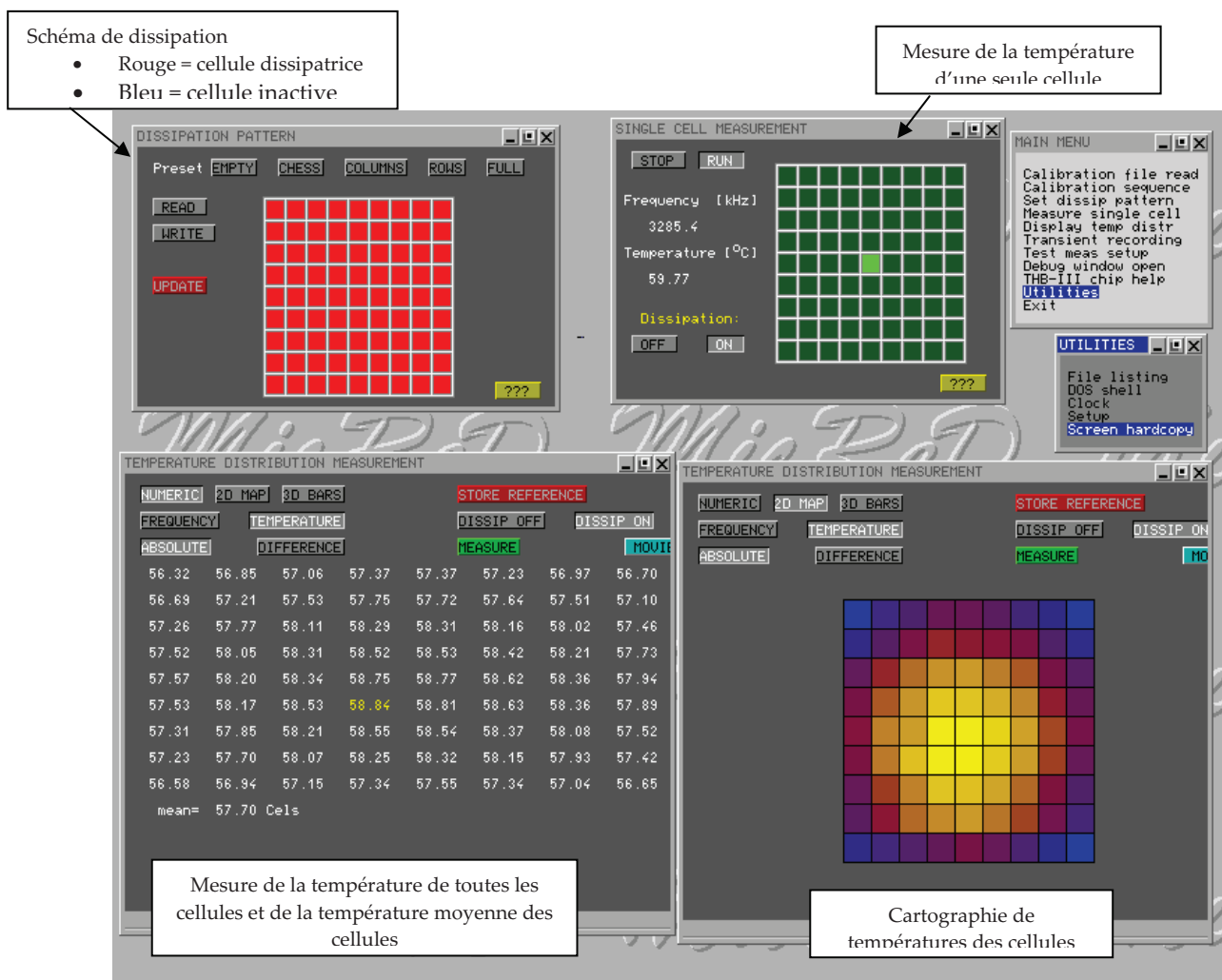


Figure 3-3 : Mesure de la température de jonction du die par le logiciel TMCMFU

Dans notre cas d'étude, afin d'évaluer la précision du modèle Flex-CTM par rapport aux mesures sur le composant, nous avons appliqué deux schémas de dissipation du chip (Figure

3-4) et nous avons mesuré la température moyenne de toutes les cellules, ce qui correspond à la température de jonction du die.

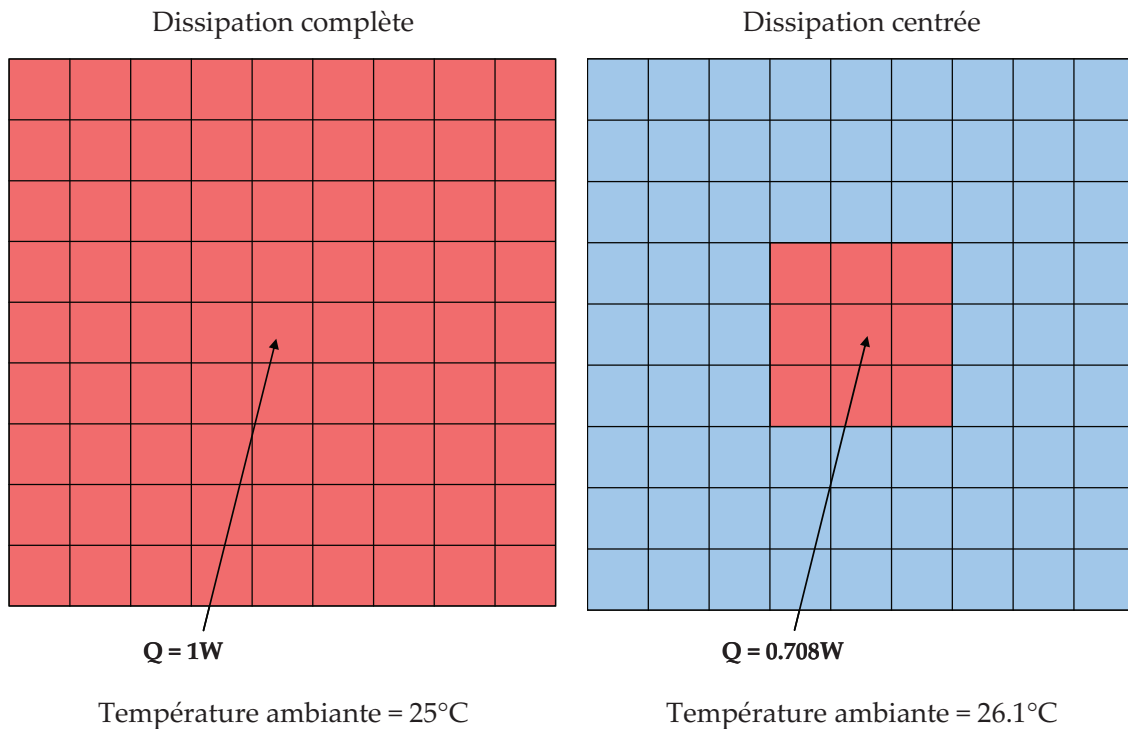


Figure 3-4 : Schémas de dissipation du TMC81A

Dans le premier cas, toutes les cellules du die dissipent une puissance totale de 1W. Cette mesure a été effectuée pour une température ambiante dans la boîte JEDEC de 25°C. Dans le second cas, seules les 9 cellules du centre dissipent une puissance d'environ 0.7W. Cette seconde mesure a été effectuée pour une température ambiante à l'intérieur de la boîte de 26.1°C.

II. Simplification du cas d'étude

Dans le cadre de la modélisation, nous nous sommes restreints à l'étude du comportement thermique du composant CPGA-UP seul. En effet, à l'intérieur de la boîte JEDEC, les phénomènes de convection dans l'air sont prédominants devant la conduction. Le phénomène de convection sera ainsi modélisé par des coefficients d'échange thermique (h_{dessus} et $h_{\text{latéral}}$) équivalents appliqués sur chaque surface extérieure du CPGA. Par ailleurs, le board n'a pas non plus été modélisé. Le phénomène de conduction entre le board et le CPGA sera modélisé par un coefficient d'échange thermique (h_{dessous}) appliqué sur le dessous du composant.

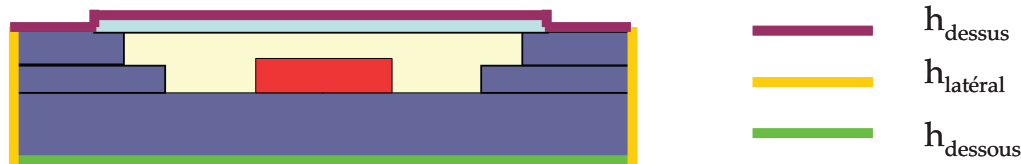


Figure 3-5 : Application des coefficients d'échange sur les surfaces externes du CPGA

Ces différents coefficients d'échange ont été calculés en simulant le modèle du CPGA dans le logiciel d'étude fluide Flotherm [FLO] commercialisé par Mentor Graphics. Ce logiciel permet de construire un modèle en volumes finis de composant électronique et d'importer la boîte JEDEC afin de simuler le composant dans des conditions de convection naturelle. La simulation numérique du composant dans l'environnement JEDEC a permis d'évaluer les flux thermiques échangés par chacune des faces du composant et de calculer un coefficient d'échange thermique équivalent sur chacune de ces faces. Le tableau ci-dessous résume les valeurs calculées de ces trois coefficients d'échange.

Coefficient d'échange	h_{dessus}	$h_{\text{latéral}}$	h_{dessous}
Valeur (en $\text{W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$)	6.3915	9.6355	21.7682

Tableau 1 : Valeur des coefficients d'échange appliqués sur le CPGA dans l'environnement JEDEC

Ensuite, un modèle éléments finis (120000 nœuds) du CPGA a été construit et simulé en régime stationnaire en appliquant les coefficients d'échange ci-dessus sur chacune des faces extérieures du composant et en appliquant les deux schémas de dissipation de la surface supérieure du die (Figure 3-4). Ces simulations nous permettent d'apprécier l'erreur commise par simplification du cas d'étude.

III. Application de la méthodologie Flex-CTM au cas d'étude

Par la suite, un modèle Flex-CTM du CPGA a été construit en suivant les six étapes de la méthodologie décrites dans la partie précédente. Ainsi, conformément à la première étape de la méthodologie Flex-CTM, le système est décomposé en sous-éléments en fonction des propriétés physiques des matériaux du système. Le substrat du package en alumine et le lid du package en kovar ont des propriétés thermiques très proches, ces deux matériaux ont donc été regroupés en un seul élément. La Figure 3-6 représente la décomposition du système pour le composant CPGA.

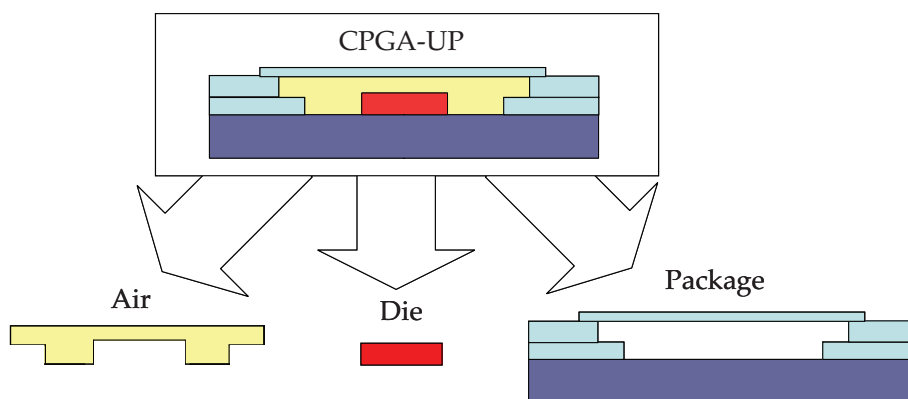


Figure 3-6 : Décomposition du CPGA

Notons que contrairement au cas présenté dans la partie 2, l'air entourant le die n'a pas été négligé dans ce cas d'étude.

Ensuite, un modèle numérique de chaque élément a été construit puis extrait, et les interfaces de ces éléments ont été sous-échantillonnées par la technique de sélection de nœuds par construction d'une interface virtuelle.

En régime stationnaire, le comportement du modèle en haute fréquence est inutile. Une réduction PACT est ainsi appliquée sur chaque modèle sous-échantillonné en fixant la fréquence de réduction à 0Hz. Une telle réduction correspond à une réduction PACT du modèle où aucun pôle n'est conservé. Elle est également appelée condensation statique [GUY-65]. Le modèle réduit obtenu ne contient alors que les nœuds externes du modèle. Néanmoins, la matrice réduite obtenue par la méthode PACT est dense dans le sous-bloc des nœuds externes. Cette réduction conduit donc à un système entièrement dense.

Les modèles sont ensuite couplés par leurs interfaces de couplage respectives afin de retranscrire le comportement thermique du système initial.

Le Tableau 2 compare les caractéristiques du modèle Flex-CTM obtenu avec celles du modèle numérique du CPGA.

Modèle	Nombre de nœuds	nnzG	nnzC
Numérique	123k	3.1M	3.1M
Flex-CTM	842	708k	710k

Tableau 2 : Comparaison des caractéristiques des modèles Flex-CTM et numérique du CPGA

On peut remarquer que les matrices du modèle Flex-CTM sont denses puisque ce modèle résulte du couplage de trois modèles réduits décrits par des matrices denses. Toutefois, malgré la densité des matrices, la simulation du modèle Flex-CTM est nettement plus rapide que celle du modèle numérique.

Modèle	Modèle numérique	Modèle Flex-CTM
Temps de simulation	1 minute	<1 seconde

Tableau 3 : Temps de simulation des modèles au régime stationnaire

IV. Evaluation du modèle Flex-CTM

Afin d'évaluer la précision du modèle Flex-CTM, nous avons appliqué les mêmes conditions de simulation du système réel (schémas de dissipation et conditions aux limites) au modèle Flex-CTM.

Les coefficients d'échange sont appliqués sur les surfaces externes du composant en appliquant des résistances de convection sur les nœuds appartenant à ces interfaces. Ensuite, les deux schémas de dissipation ont été appliqués au modèle Flex-CTM et ce dernier a été simulé au régime stationnaire. Le graphe suivant représente les températures obtenues par la mesure et par simulation des modèles numérique et Flex-CTM du CPGA.

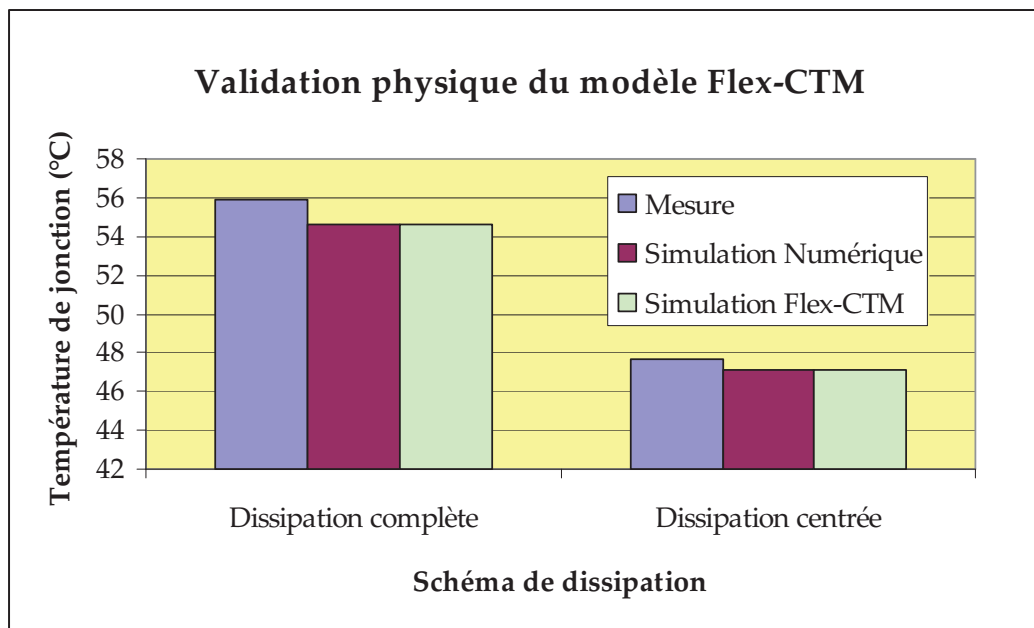


Figure 3-7 : Evaluation du modèle Flex-CTM

Nous pouvons remarquer que pour les deux schémas de dissipation, l'erreur entre la mesure et la simulation du modèle Flex-CTM est très faible, de l'ordre de 2% pour le schéma de dissipation complète et de l'ordre de 1% pour le schéma de dissipation centrée. Cette erreur est tout à fait acceptable dans une phase de dimensionnement dès la phase de conception architecturale. Par ailleurs, l'écart entre les simulations du modèle numérique et du modèle Flex-CTM est quasiment nul.

La différence entre la mesure et les simulations vient des modélisations simplifiées du composant CPGA et de l'environnement JEDEC. Par ailleurs, des approximations dans les mesures peuvent aussi influencer la différence entre les simulations et la mesure.

Chapitre 7 : Application de la méthodologie Flex-CTM à un package électronique 3D complexe

I. Description du cas d'étude

I.1. Géométrie et physique

La méthodologie Flex-CTM est appliquée sur un package électronique 3D afin de mettre en évidence les performances de la méthodologie. Le système étudié mêle les deux technologies de package 3D : die stacking et package on package (cf Partie 1). La structure du package étudié est illustré par la Figure 3-8 :

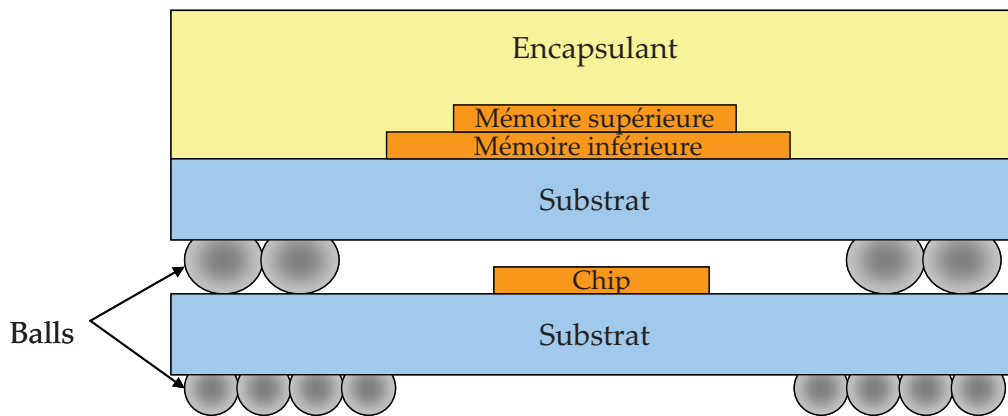


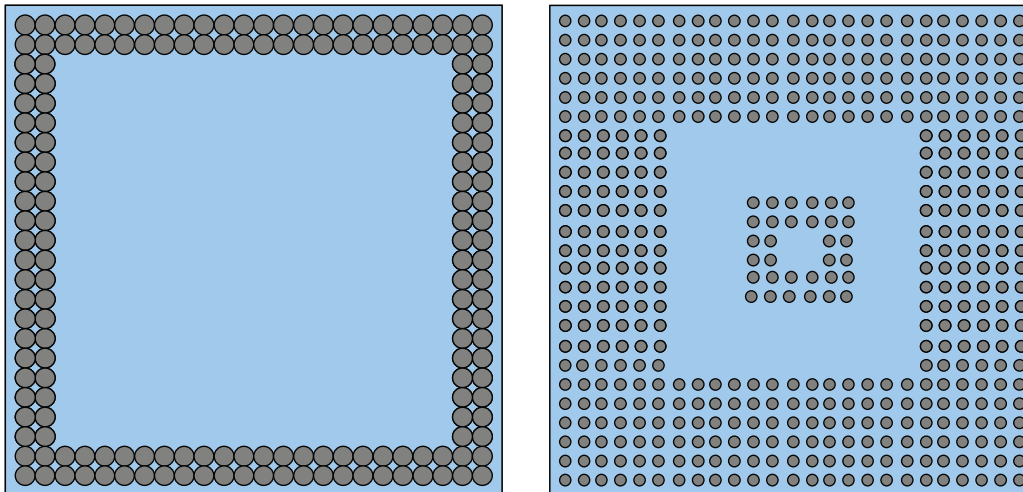
Figure 3-8 : Structure du package PoP

Le système étudié est un cas d'étude client confidentiel. Les données caractéristiques du système ne peuvent donc pas être détaillées. Néanmoins, les paragraphes suivants apportent quelques informations supplémentaires sur la structure du PoP. Nous ne disposons pas de mesure sur le système réel. Toutefois des simulations numériques ont été réalisées par le client et nous servent de référence afin de construire et d'évaluer la précision de nos modèles numériques.

Le package supérieur est un package de type BGA composé d'un substrat, d'un encapsulant et de deux dice (mémoires) collés l'un sur l'autre par une fine couche de colle conductrice. En outre, ce package est équipé de balls soudées sur des ports électroniques du substrat du package inférieur. Le package inférieur, quant à lui, est composé d'un substrat, d'un die (chip) et de balls.

Les blocs mémoires du package supérieur sont supposés mono-source. La surface supérieure du chip du package inférieur quant à elle, est découpée en treize blocs dissipateurs de puissance. Les sources associées à ces blocs sont numérotées de S1 à S13.

Les balls sur le substrat du package supérieur sont disposées selon deux rangées de balls sur le pourtour de la surface inférieure du substrat (Figure 3-9-a). Les balls du package inférieur sont disposées selon des rangées de balls sur le contour de la surface du substrat et des rangées de balls sur la surface correspondant au die du package inférieur (Figure 3-9-b).



a) Package supérieur

b) Package inférieur

Figure 3-9 : Répartition des balls sur les substrats des packages

Enfin, les matériaux utilisés pour les différents éléments du package sont données dans le Tableau 4.

Package	Elément	Matériau
Package supérieur	Encapsulant	Céramique
	Substrat	Epoxy
	Mémoire sup.	Silicium
	Mémoire inf.	Silicium
	Balls	Alliage Etain-Plomb
Package inférieur	Substrat	Epoxy
	Chip	Silicium
	Balls	Alliage Etain-Plomb

Tableau 4 : Matériaux des éléments du PoP

I.2. Adaptation du cas d'étude à la méthodologie Flex-CTM

Afin d'appliquer la méthodologie à ce cas d'étude, il est nécessaire de simplifier le modèle physique. La Figure 3-10 illustre le modèle simplifié du package PoP :

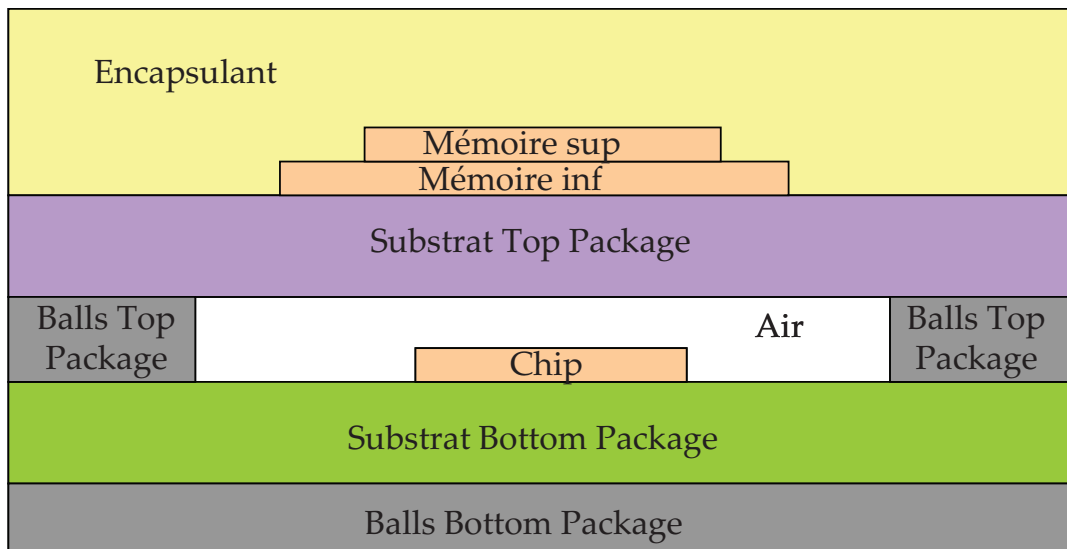


Figure 3-10 : Modèle simplifié du package PoP

Plusieurs hypothèses de modélisation ont conduit à ce modèle simplifié. Premièrement, en réalité, les substrats des packages sont constitués de fines couches de cuivre permettant la transmission des signaux électriques du die vers les connecteurs. Dans le modèle simplifié les substrats sont modélisés par des blocs de matériaux isotropes. Les propriétés thermiques de ces blocs sont calculées à partir des propriétés thermiques des matériaux réels (cuivre et époxy) et des volumes équivalents des matériaux. Le calcul des propriétés thermiques d'un matériau équivalent isotrope est donné par les équations suivantes :

$$k_{eq} = \frac{k_1 V_1 + k_2 V_2}{V_1 + V_2}$$

$$C_{p,eq} = \frac{C_{p1} V_1 + C_{p2} V_2}{V_1 + V_2} \quad (3-2)$$

$$\rho_{eq} = \frac{\rho_1 V_1 + \rho_2 V_2}{V_1 + V_2}$$

Où k_i représente la conductivité thermique, C_{pi} représente la chaleur spécifique, ρ_i représente la masse volumique et V_i représente le volume du matériau i ($i \in \{1, 2\}$).

Deuxièmement, la conductivité thermique du silicium est supposée constante, égale à la conductivité du silicium à la température ambiante. Cette hypothèse a été validée par des simulations numériques sur le modèle.

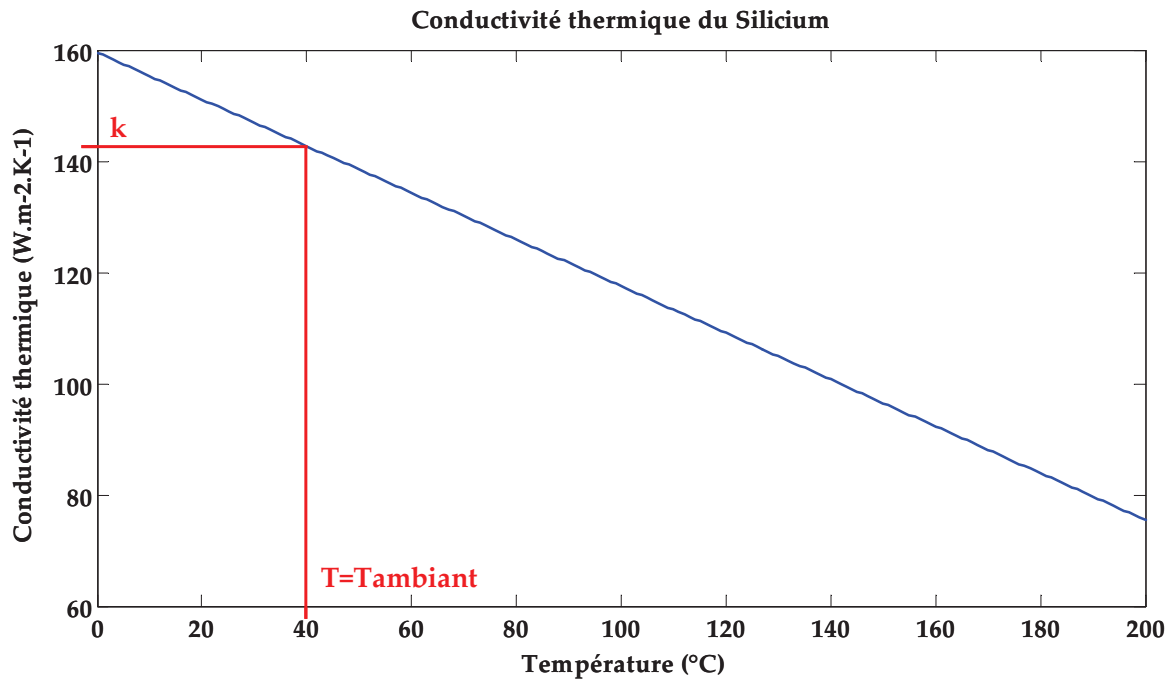


Figure 3-11 : Conductivité thermique du silicium

Troisièmement, l'air entourant le chip est assimilé à un volume conducteur. La conduction dans l'air est en effet prépondérante devant la convection et le rayonnement dans cette partie du package.

Quatrièmement, une fine couche de colle conductrice entre les blocs mémoires assure le maintien de la structure et la transmission des signaux électriques entre ces deux blocs. Cette couche a été modélisée par un volume mince isotrope avec les propriétés thermiques de la colle utilisée. Il existe aussi des couches de colle entre le bloc mémoire inférieur et le substrat du package supérieur, ainsi qu'entre le chip et le substrat du package inférieur. Néanmoins, les propriétés physiques de la colle étant proches de celles du substrat, ces deux couches ont été négligées dans la modélisation du système global.

Enfin, les balls ne permettent pas le même transfert du flux de chaleur dans les trois directions de l'espace. Elles sont donc représentées par un bloc de matériau équivalent anisotrope [JOH-98]. La hauteur de ce bloc équivalent est égal au stand off du package. Le stand-off d'un

package désigne la distance entre le bas des balls et le bas du substrat du package. Cette distance donne une information sur l'écrasement des boules de soudure du package.

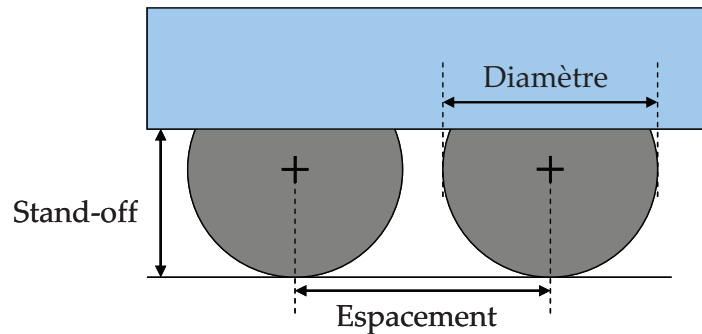


Figure 3-12 : Illustration du stand-off et de l'espacement

La masse volumique et la chaleur spécifique du matériau équivalent sont calculées de la même manière que dans l'équation (3-2). Les conductivités thermiques équivalentes dans les trois directions sont obtenues par le calcul de résistances thermiques équivalentes. Dans les directions longitudinales du package, la résistance thermique équivalente correspond à une suite de résistances thermiques en série correspondant alternativement aux balls et à l'air. Dans la direction radiale, la résistance thermique équivalente correspond à une suite de résistances thermiques en parallèle. La figure ci-dessous représente les résistances thermiques du matériau équivalent dans ces deux directions :

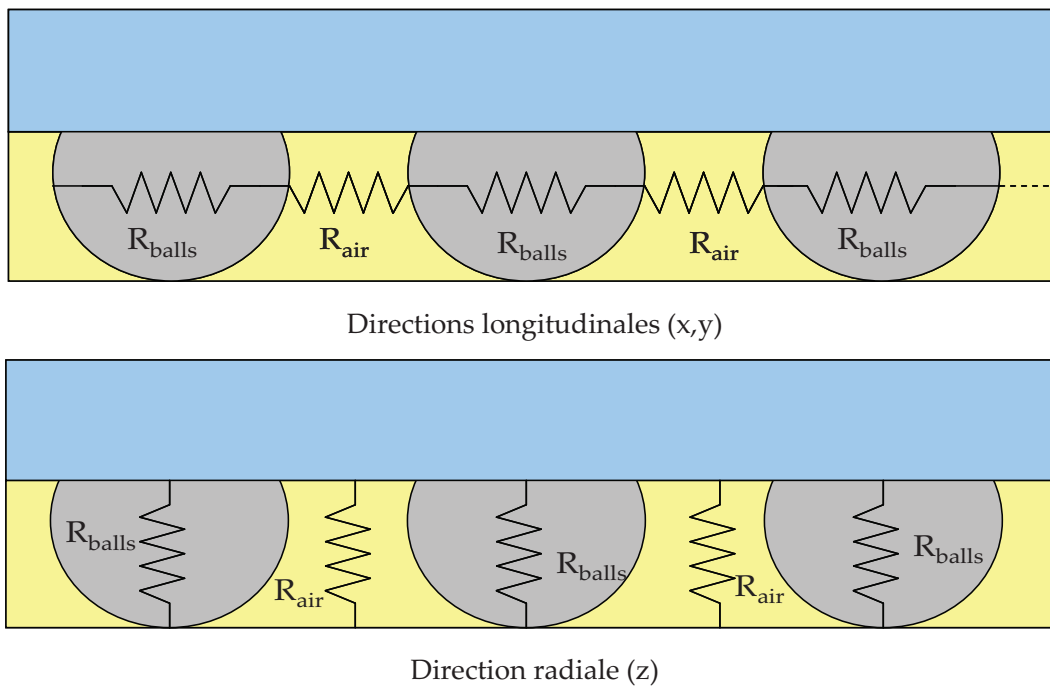


Figure 3-13 : Résistances thermiques du matériau équivalent des balls

Dans ce cas où les résistances en parallèle correspondent à l'axe z, les conductivités thermiques (k_x , k_y , k_z) dans les trois directions sont alors données par :

$$\begin{aligned}
 k_x &= \frac{l_x}{N_{\text{air}} \frac{l_{\text{air}}}{k_{\text{air}}} + N_{\text{balls}} \frac{l_{\text{balls}}}{k_{\text{balls}}}} \\
 k_y &= \frac{l_y}{N_{\text{air}} \frac{l_{\text{air}}}{k_{\text{air}}} + N_{\text{balls}} \frac{l_{\text{balls}}}{k_{\text{balls}}}} \\
 k_z &= \frac{N_{\text{air}} k_{\text{air}} S_{\text{air}} + N_{\text{balls}} k_{\text{balls}} S_{\text{balls}}}{S_{\text{tot}}}
 \end{aligned} \tag{3-3}$$

Où N_{air} (resp. N_{balls}) représente le nombre de volumes d'air (resp. de balls), l_{air} (resp. l_{balls}) représente la longueur du volume d'air (resp. de balls) dans la direction considérée, k_{air} (resp. k_{balls}) représente la conductivité thermique de l'air (resp. des balls). l_x et l_y représentent les longueurs du volume équivalent dans les directions x et y et S_{tot} représente la section du volume équivalent dans le plan XY.

Le package PoP est connecté à un PCB puis placé dans un environnement de simulation. Le PCB est modélisé par un modèle conductif. Il peut être modélisé par un empilement de couches de matériaux différents. Par exemple, un PCB 2s2p est modélisé par deux couches de signal, deux couches de plan de cuivre et trois couches de FR-4. Les couches de signal et de plan de cuivre sont modélisées par des blocs de matériaux équivalents isotropes selon le pourcentage p_{Cu} de couverture de cuivre sur la surface. Les propriétés thermiques de ces couches sont alors données par :

$$\begin{aligned}
 k_{\text{eq}} &= p_{\text{Cu}} k_{\text{Cu}} + (1 - p_{\text{Cu}}) k_{\text{FR4}} \\
 Cp_{\text{eq}} &= p_{\text{Cu}} Cp_{\text{Cu}} + (1 - p_{\text{Cu}}) Cp_{\text{FR4}} \\
 \rho_{\text{eq}} &= p_{\text{Cu}} \rho_{\text{Cu}} + (1 - p_{\text{Cu}}) \rho_{\text{FR4}}
 \end{aligned} \tag{3-4}$$

Dans notre cas, nous avons modélisé le PCB par un bloc de matériau équivalent anisotrope. Comme pour les balls, les propriétés thermiques de ce bloc équivalent sont calculées à partir des équations (3-3), où néanmoins les propriétés longitudinales dans le cas du PCB correspondent au calcul du k_z pour les balls et les propriétés radiales correspondent aux calculs de k_x et k_y .

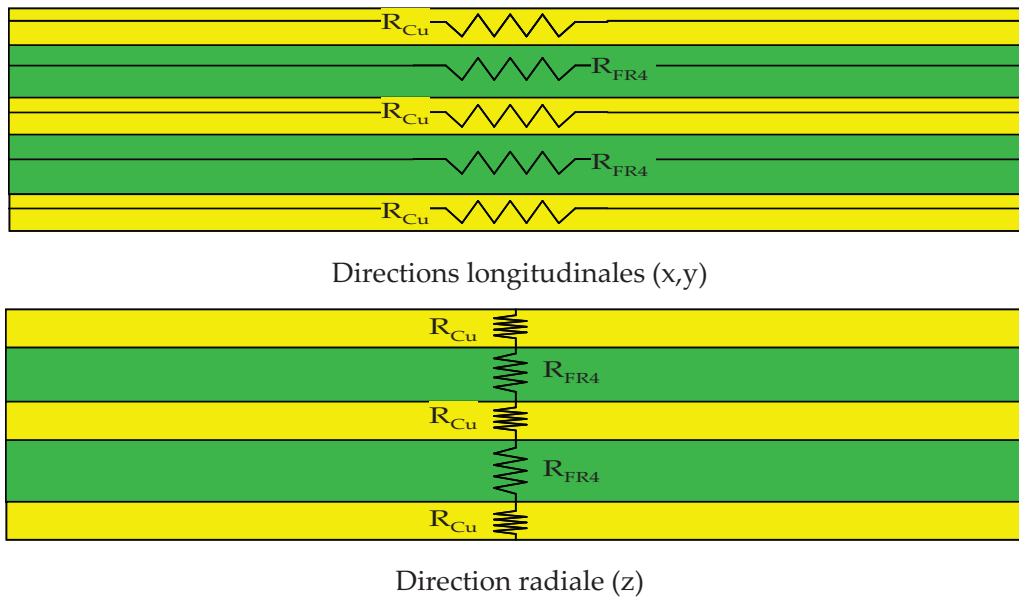


Figure 3-14 : Résistances thermiques du matériau équivalent pour un PCB

D'autre part, les phénomènes de convection et de radiation sont modélisés par des coefficients d'échange thermique appliqués sur les surfaces d'échanges du package et du PCB.

Le modèle simplifié du package PoP connecté à un PCB issu des hypothèses précédentes est représenté par la Figure 3-15 :

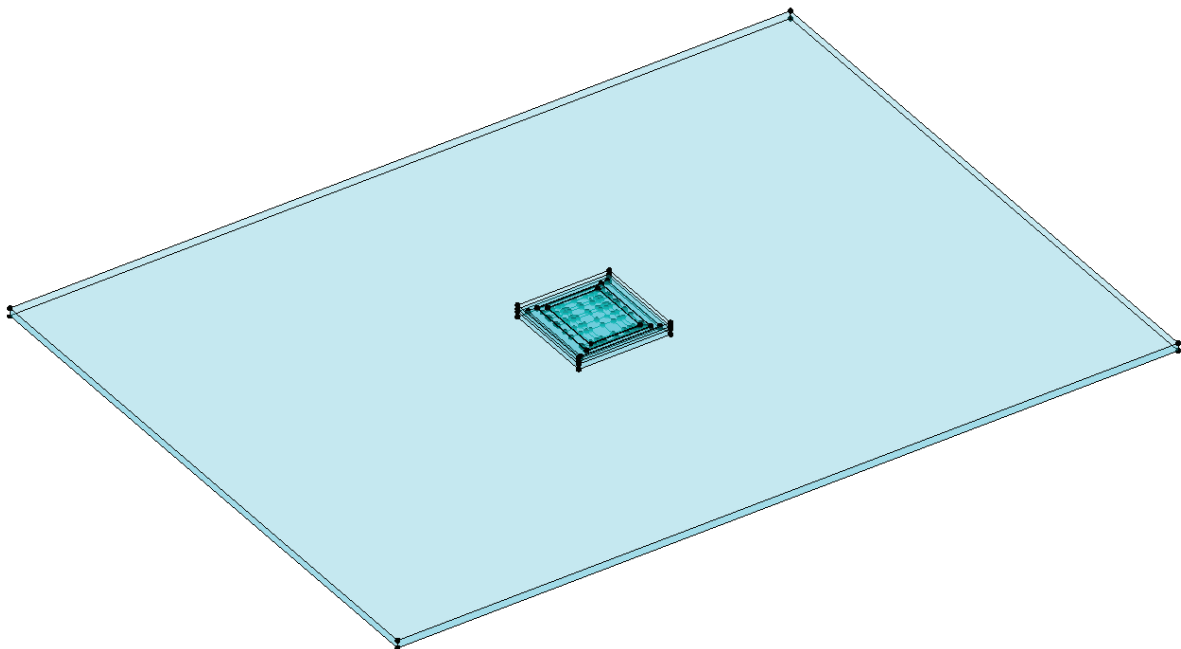


Figure 3-15 : Modèle simplifié de l'ensemble PoP + PCB

II. Application de la méthodologie Flex-CTM

II.1. Génération du modèle Flex-CTM

Conformément à la première étape de la méthodologie Flex-CTM, le package est décomposé en sous-éléments selon les propriétés physiques des volumes du système. Le package PoP est ainsi décomposé en dix éléments (les neuf éléments décrits dans la Figure 3-10 plus le die attach entre les deux blocs mémoire). Le Tableau 5 résume le nombre d'interfaces de chaque élément du système :

Élément	Nombre d'interfaces		
	Source	Echange	Couplage
Encapsulant	0	5	21
Mémoire sup.	1	0	6
Die-Attach	0	0	6
Mémoire inf.	1	0	10
Substrat Top package	0	4	10
Air	0	0	14
Balls Top package	0	4	12
Chip	12	0	17
Substrat Bottom package	0	4	10
Balls Bottom package	0	5	1

Tableau 5 : Interfaces des éléments du package PoP

Les trois dice du package PoP (blocs mémoire et chip) et le die-attach sont modélisés par l'outil de modélisation par différences finies. Pour tous les autres éléments, un modèle éléments finis de chaque bloc a été construit. Ces modèles ont ensuite été extraits afin de récupérer les matrices numériques et les propriétés des nœuds de maillage.

Les micromodèles de chaque élément ont ensuite été obtenus en appliquant la méthode de sélection par construction d'une interface virtuelle puis en appliquant la méthode de réduction PACT à chacun de ces modèles sous-échantillonnés.

A chaque étape de la méthodologie les modèles ont des caractéristiques différentes en termes de nombre de nœuds (NbN) et de nombre d'éléments non-nuls dans les matrices (nnzG, nnzC). En analogie thermo-électrique, les nombres nnzG et nnzC représentent respectivement le

nombre de composants résistifs et capacitifs du circuit RC. Ces derniers paramètres influencent donc particulièrement la durée de simulation du modèle. Par ailleurs, le nombre de nœuds externes des modèles (N_e) varie également. Dans l'étape d'extraction de modèles, le nombre de nœuds externes représente le nombre de nœuds appartenant aux interfaces numériques plus les nœuds de mesure. Après l'étape de sélection de nœuds, ce nombre diminue grandement, mais reste identique après réduction du modèle. Le choix de la fréquence de réduction (f_r) du modèle influe sur la différence entre le nombre de pôles conservés et donc la différence entre le nombre de nœuds externes et le nombre total de nœuds du micromodèle.

Les caractéristiques des modèles élémentaires du système, originaux et micromodèles sont répertoriées dans le Tableau 6 :

Élément	Modèle extrait				Micromodèle				
	NbN	N_e	nncG	nncC	NbN	N_e	nncG	nncC	f_r (Hz)
Encapsulant	157k	31k	4M	4M	667	456	200k	400k	6
Mémoire sup.	130k	70k	2.6M	130k	382	123	16k	80k	20k
Die-Attach	49k	10k	380k	49k	128	128	16k	16k	1e-3
Mémoire inf.	210k	107k	1.5M	210k	534	266	70k	208k	20k
Substrat Top package	100k	40k	2.6M	2.6M	386	268	76k	94k	500
Air	113k	40k	2.8M	2.8M	866	864	750k	750k	200
Balls Top package	38k	10k	800k	800k	235	164	26k	44k	2.5k
Chip	100k	23k	800k	100k	334	274	48k	90k	50k
Substrat Bottom package	112k	32k	3.4M	3.4M	1k	742	560k	1.2M	10
Balls Bottom package	65k	18k	1.2M	1.2M	667	331	340k	690k	50

Tableau 6 : Caractéristiques des modèles élémentaires

Le terme k dans le tableau désigne mille (1k=1000) et le terme M désigne million (1M=1000000). On peut remarquer que les trois dice et le die-attach ont été modélisés en différences finies car le nombre d'éléments non-nuls de la matrice C est égal au nombre de nœuds du modèle. En effet, en différences finies, la matrice de diffusion C est diagonale. Ainsi, certains éléments ont été modélisés par la méthode des éléments finis et d'autres par la méthode des différences finies afin de montrer que l'on peut également générer un modèle Flex-CTM à partir de modèles numériques issus de méthodes différentes. Par ailleurs, le prototype

d'extracteur en différences finies a été développé dans l'optique de modéliser rapidement des systèmes à géométrie simple comme les dice.

En outre, les fréquences de réduction de ces modèles ont été déterminées par le critère proposé dans la partie précédente. Ce calcul de la fréquence de réduction assure un bon compromis entre la compacité du modèle et sa précision en hautes fréquences.

Afin de retranscrire le comportement thermique du package PoP, les micromodèles de chaque élément sont ensuite couplés les uns aux autres via leurs interfaces de couplage respectives. Le graphe de couplage correspondant au package PoP est représenté par la Figure 3-16.

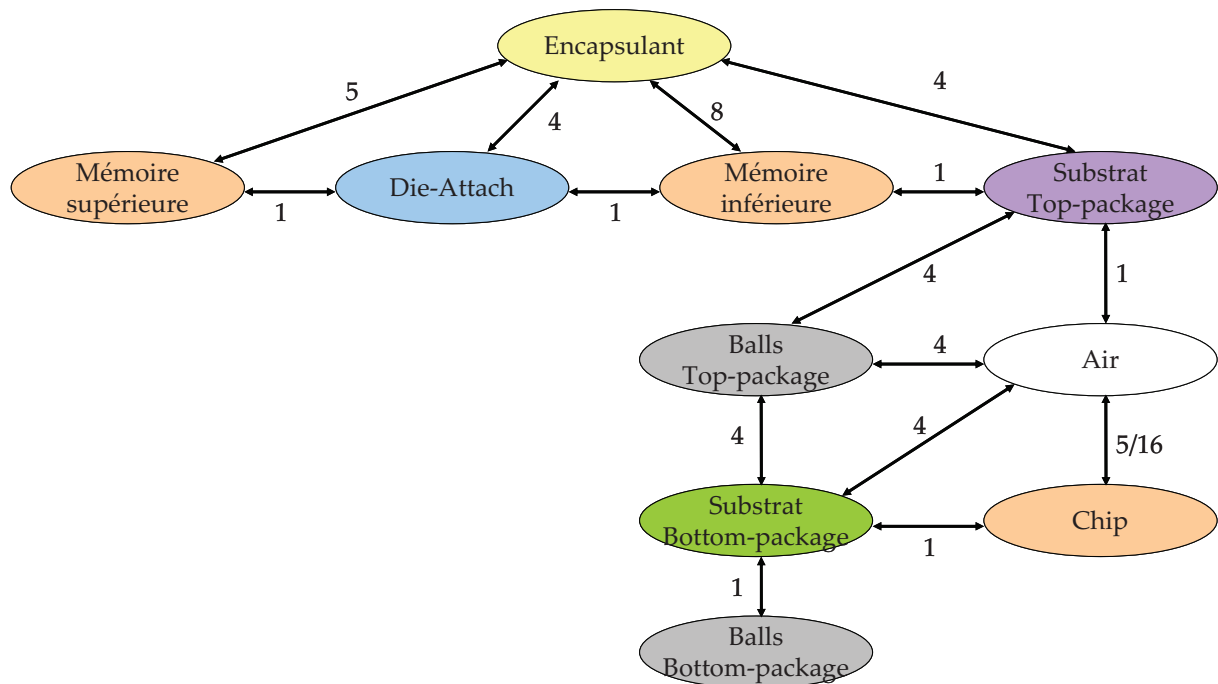


Figure 3-16 : Graphe de couplage du PoP

Les flèches entre les éléments indiquent un couplage. Le chiffre à côté de la flèche indique le nombre d'interfaces à coupler. Ce chiffre est identique pour les deux modèles à coupler sauf pour le couplage entre l'air et le chip où il faut coupler 16 interfaces du chip vers 5 interfaces de l'air. Les micromodèles de chaque élément du système sont couplés deux par deux formant, après chaque opération de couplage, un assemblage (assembly). Puis, on couple cet assemblage avec le micromodèle suivant, etc... (Figure 3-17).

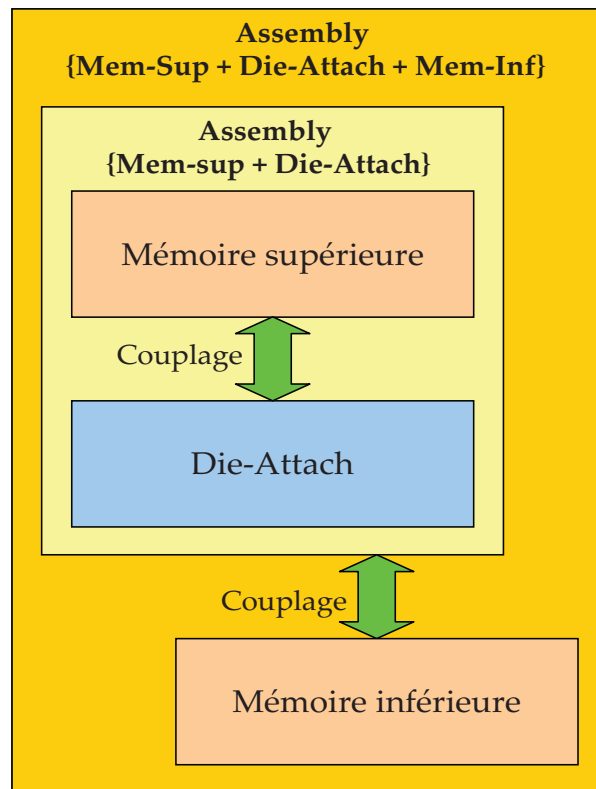


Figure 3-17 : Couplage de modèles réduits deux par deux

L'ordre de couplage des éléments est arbitraire mais peut être choisi stratégiquement selon les modèles susceptibles d'être modifiés. Par exemple, si cela est le cas pour le modèle du chip (modification du floorplan), il est préférable de coupler le chip en dernier. De cette manière, l'assemblage du reste du package est déjà construit et il n'y a plus qu'à lui coupler le nouveau modèle de chip.

Les caractéristiques du modèle Flex-CTM du package PoP sont données dans le Tableau 7 :

	Nombre de nœuds	Ne	nnzG	nnzC
Modèle Flex-CTM	518	367	52k	180k

Tableau 7 : Caractéristiques du modèle Flex-CTM du package PoP

Afin de simuler le modèle Flex-CTM du PoP dans son environnement, un modèle Flex-CTM du PCB est construit. Dans cette application, on connaît exactement la position du package sur le PCB. Le modèle Flex-CTM du PCB a donc une interface de couplage avec le package prédéfinie et 9 interfaces d'échange. Ensuite, l'interface d'échange correspondante de l'élément « Balls Bottom-package » est couplée à l'interface de couplage du PCB et les conditions de simulation sont appliquées sur les interfaces d'échange et les interfaces source de l'ensemble.

II.2. Cycle de validation d'un modèle

Afin de contrôler la précision du modèle à chaque étape de la méthodologie, des phases de validation sont effectuées pendant le processus, après les étapes d'extraction de modèle, de sélection des nœuds, de réduction et de couplage (Figure 3-18).

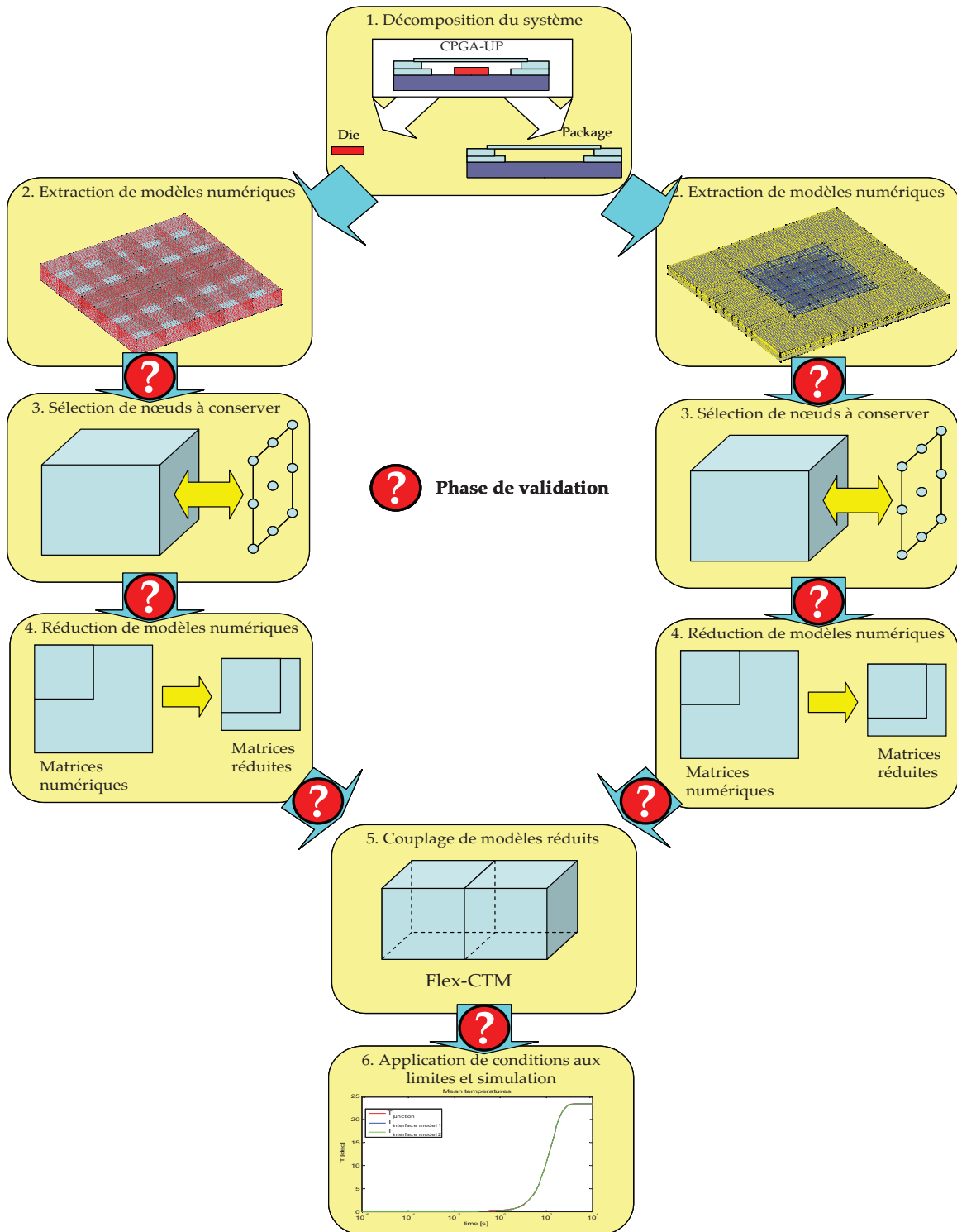


Figure 3-18 : Phases de validation dans la méthodologie Flex-CTM

Un modèle numérique de chaque élément du système est construit afin d'extraire les matrices numériques selon la seconde étape de la méthodologie Flex-CTM. Ce modèle numérique est ensuite simulé en appliquant des conditions aux limites arbitraires sur différentes interfaces. Cette simulation élémentaire constitue une référence de comparaison afin de valider le modèle à chaque étape de la méthodologie.

A chaque étape, les matrices du modèle sont extraites et un fichier XML permettant de décrire les propriétés du modèle, est généré. Ces fichiers permettent de charger le modèle correspondant à l'étape de la méthodologie, et de le simuler selon les mêmes conditions que la simulation élémentaire de référence. Par exemple, le modèle numérique du chip a été simulé en appliquant une source de 1W sur la source S4 et en appliquant un coefficient d'échange de $80 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$ sur la surface inférieure et un coefficient d'échange de $10 \text{ W.m}^{-2}.\text{K}^{-1}$ sur deux surfaces latérales du chip. Un micromodèle du chip a été construit par la méthodologie Flex-CTM ; et après chaque étape de la méthode, une simulation du modèle sous les mêmes conditions que le modèle numérique a été effectuée. La Figure 3-19 représente les courbes de simulation de référence et après chaque étape pour le modèle élémentaire du chip :

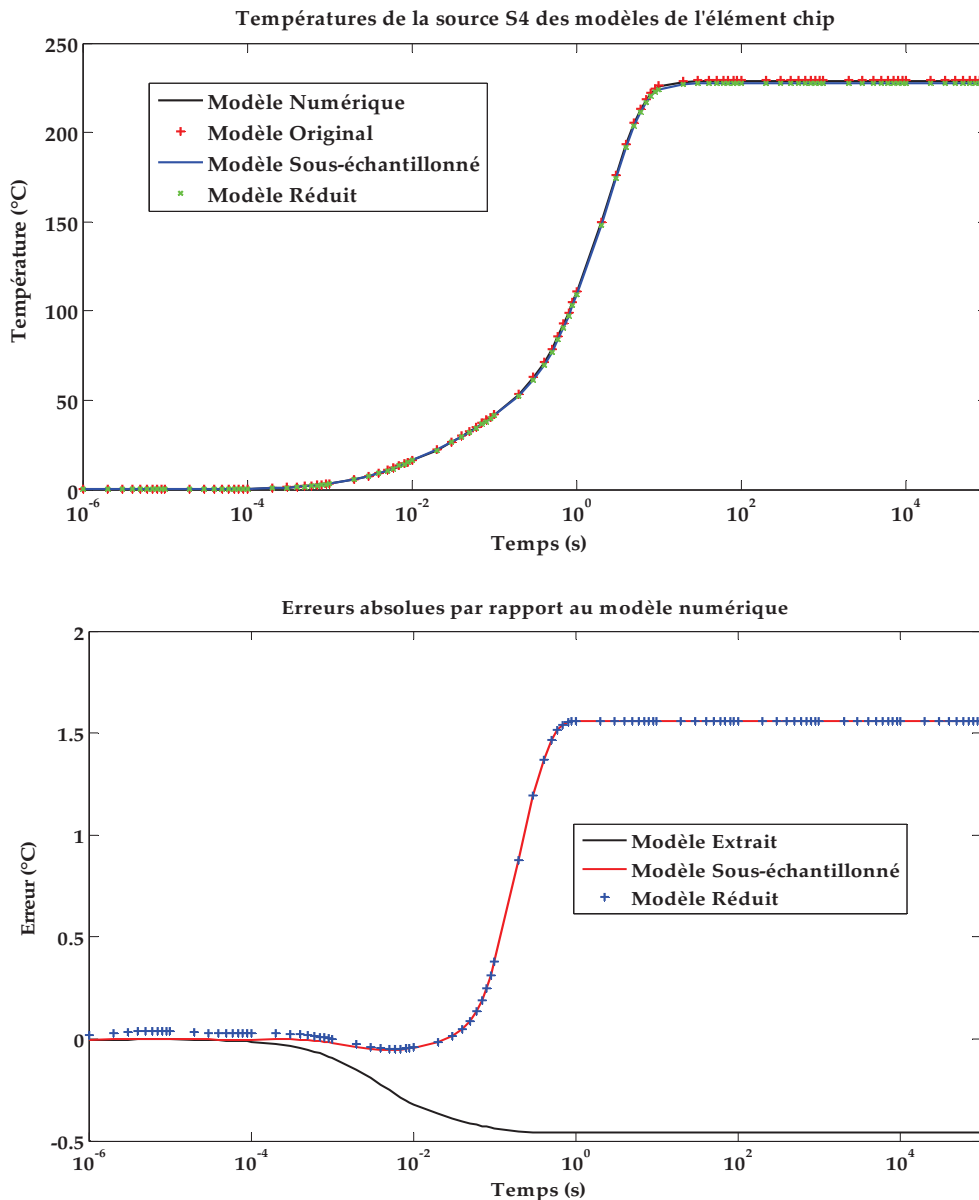


Figure 3-19 : Validation du modèle élémentaire du chip

La simulation du modèle extrait montre une très faible erreur causée par l'étape d'extraction, de l'ordre de 0,2% à l'état stationnaire. L'étape de sélection des nœuds cause une erreur non-négligeable, notamment au régime stationnaire mais qui reste acceptable (de l'ordre de 0,6%). Par ailleurs, la simulation du chip en dissipant une puissance sur une seule source de chaleur est plus contraignante en termes de gradient thermique que les scénarii des simulations 1 et 2. Enfin, la réduction du modèle sous-échantillonné semble ne causer aucune erreur supplémentaire.

De plus, des modèles intermédiaires numériques représentant un ensemble de modèles élémentaires sont construits et simulés en appliquant des conditions aux limites arbitraires sur

leurs interfaces. Ces simulations intermédiaires représentent des références de comparaison afin de valider le couplage entre les micro-modèles des éléments du système. Par exemple, un modèle numérique de l'ensemble {chip + substrat bottom package} a été construit puis simulé en appliquant une puissance de 1W sur la source S4 du chip et des coefficients d'échange différents sur chaque surface du substrat bottom package. Ensuite, le modèle Flex-CTM résultant du couplage des micromodèles du chip et du substrat bottom package a été simulé sous les mêmes conditions que la simulation du modèle numérique. Les courbes ci-dessous représentent les résultats de ces deux simulations :

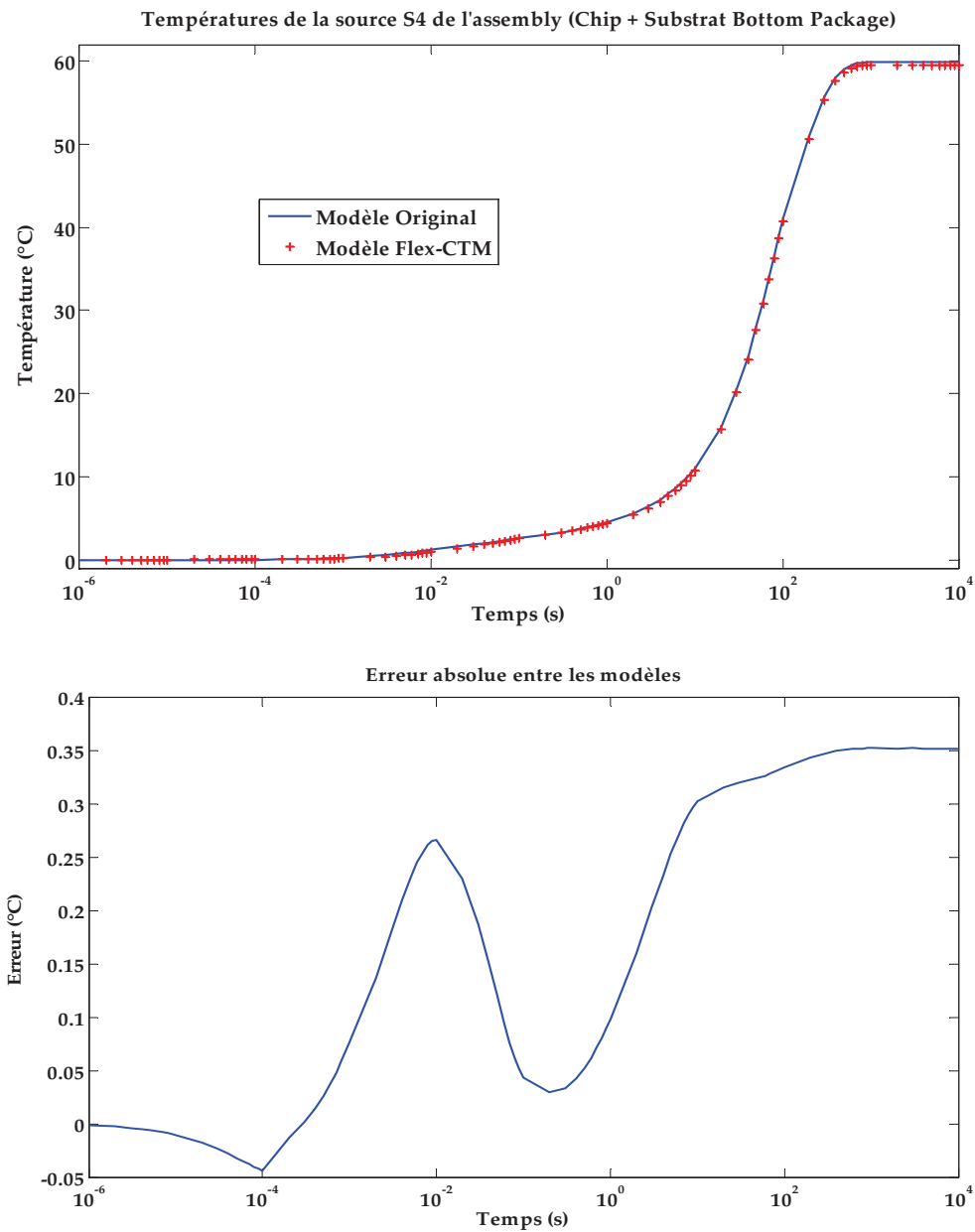


Figure 3-20 : Validation du modèle intermédiaire {chip + substrat bottom package}

Les erreurs de simulation entre le modèle numérique et le modèle Flex-CTM restent faibles au cours du temps, avec une erreur d'environ $0,35^{\circ}\text{C}$ au régime stationnaire. Cette courbe d'erreur représente l'erreur de couplage des micromodèles combinée aux erreurs intrinsèques des modèles Flex-CTM élémentaires dans ces conditions de simulation.

III. Evaluation des propriétés du modèle Flex-CTM

III.1. Performances en précision

Afin d'évaluer les performances en précision de la méthodologie Flex-CTM appliquée au package PoP, le modèle Flex-CTM du PoP est simulé dans les conditions du scénario 1 décrit ci-dessous :

Scénario 1 :

Le package est connecté à un board 1s0p et placé dans un environnement de convection forcée. La Figure 3-21 représente un modèle de board 1s0p comprenant une couche équivalente de signal en cuivre et une couche de diélectrique.

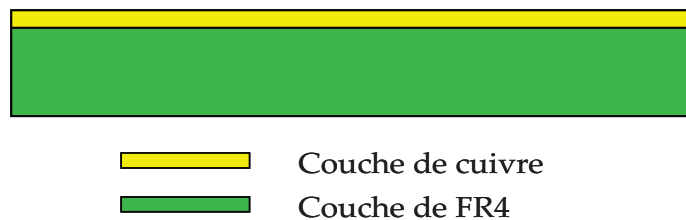


Figure 3-21 : PCB 1s0p

Des échelons de puissance sont appliqués sur chaque source des dice avec des amplitudes différentes. Les densités de puissance des sources du système sont référencées dans le Tableau 8. Le modèle est ensuite simulé en régime transitoire jusqu'au régime permanent.

Elément	Source	Densité de puissance (W.mm ⁻²)
Bloc mémoire inférieur	S_mem_inf	2.46e-3
Bloc mémoire supérieur	S_mem_sup	1.85e-3
Chip	S1	3.34e-2
	S2	3.37e-2
	S3	1.06e-1
	S4	4.56e-2
	S5	4.28e-2
	S6	1.75e-2
	S7	3.61e-2
	S8	1.06e-1
	S9	1.21e-1
	S10	1.71e-2
	S11	2.19e-2
	S12	0
	S13	0

Tableau 8 : Densités de puissance appliquées sur les sources du système

Par ailleurs, un modèle éléments finis de l'ensemble package PoP + PCB simplifié est construit et simulé selon les conditions du même scénario. La simulation numérique de l'ensemble package PoP + PCB simplifié constitue une référence de comparaison afin d'évaluer la précision du modèle Flex-CTM dans ce scénario. Le modèle éléments finis est composé de 560000 nœuds et simulé sur une plage temporelle de 0 à 10000s, décomposée en 92 pas de temps évoluant de manière logarithmique dans le temps, avec un premier pas de temps à 1 μ s. La simulation de référence du modèle numérique permet de représenter une cartographie de température à la surface du chip, à l'état stationnaire :

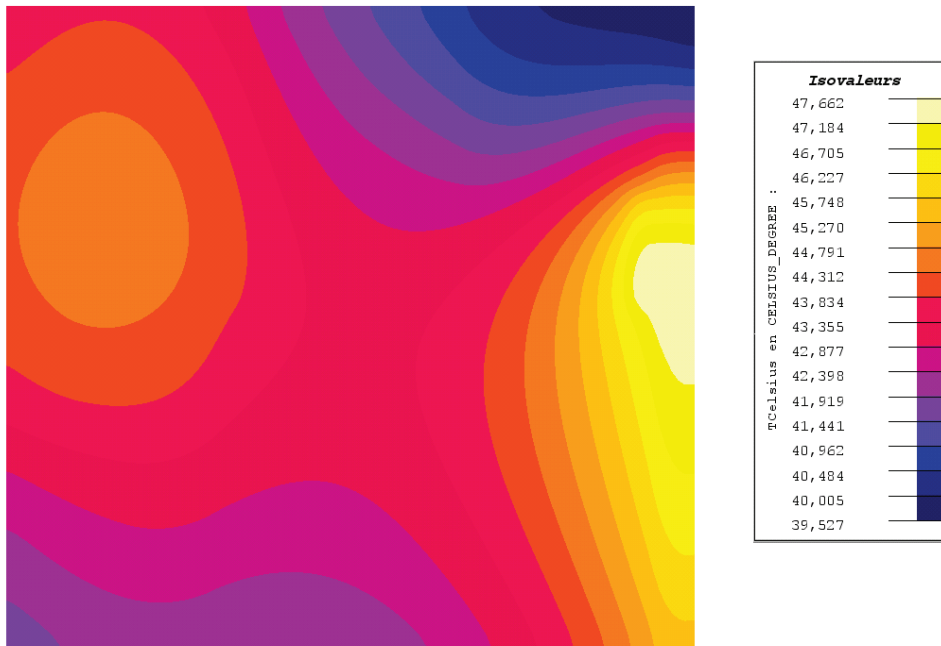


Figure 3-22 : Cartographie de température du chip à l'état stationnaire pour le scénario 1

Afin de simuler le modèle Flex-CTM du package PoP dans les conditions du scénario 1, un modèle Flex-CTM du PCB 1s0p est construit puis couplé au modèle Flex-CTM du package via l'interface de couplage « Balls Bottom-package » du package. Conformément aux hypothèses de modélisation décrites dans le paragraphe I.2 du chapitre 6, le PCB est considéré comme un volume de matériau équivalent anisotrope. Les conditions de simulation sont ensuite appliquées sur les interfaces d'échange et les interfaces source du modèle résultant. Le modèle est simulé avec le même scénario temporel que le modèle de référence.

La simulation du modèle Flex-CTM de l'ensemble PoP + PCB permet de mesurer l'évolution temporelle de toutes les sources du chip et des températures de jonction des blocs mémoire. La simulation du modèle Flex-CTM est comparée par rapport à la simulation de référence du modèle numérique. La simulation de la source S1 du chip représente l'erreur maximale sur le chip entre le modèle Flex-CTM et le modèle de référence. De même, l'erreur de la température de jonction de la mémoire inférieure entre les modèles de référence et Flex-CTM est supérieure à l'erreur du bloc mémoire supérieur. Ces deux sources sont donc choisies pour évaluer la précision du modèle dans ce scénario. Les courbes de simulation et les courbes d'erreur sont représentées par les Figure 3-23 et Figure 3-24.

Les courbes de la source S1 révèlent une erreur maximale d'environ 20% durant le régime transitoire et de 1% au régime stationnaire. Pour le bloc mémoire inférieur, l'erreur

au régime stationnaire atteint 5% avec une erreur maximale d'environ 10% pendant le régime transitoire. L'erreur du modèle à l'état stationnaire est principalement due au sous-échantillonnage des modèles (principalement au niveau de la mesure) et au couplage entre des modèles avec des nœuds d'interface non-coïncidents. L'erreur pendant le régime dynamique, est un peu plus importante, mais correspond à des valeurs de température assez faibles. Par ailleurs, cette erreur peut être accrue par le fait que certains éléments ont été modélisés par en différences finies alors que le modèle de référence est un modèle éléments finis. Cependant, une telle précision du modèle est satisfaisante du fait de son utilité en début de phase de conception.

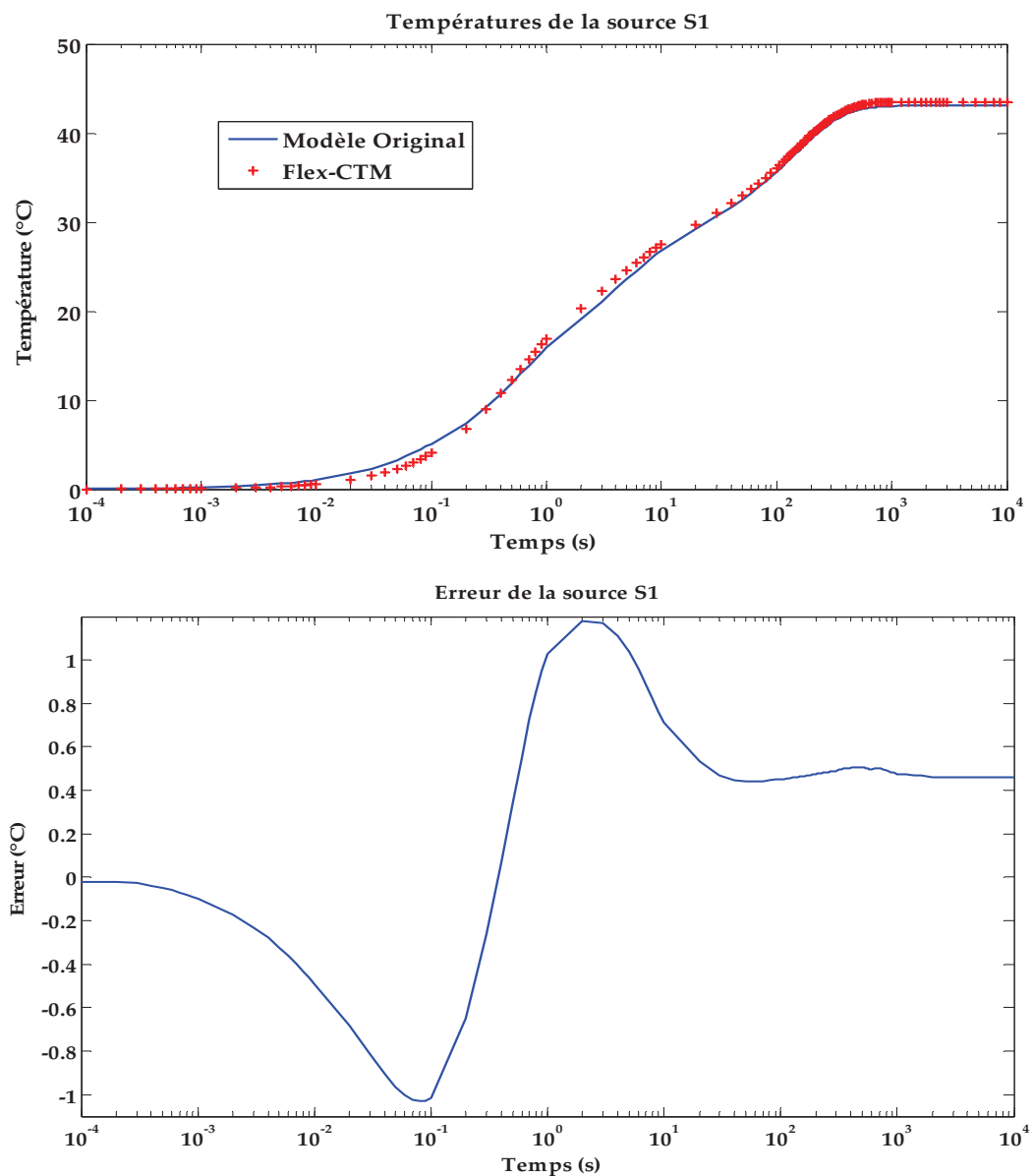


Figure 3-23 : Evaluation de la précision du modèle Flex-CTM du PoP selon le scénario 1

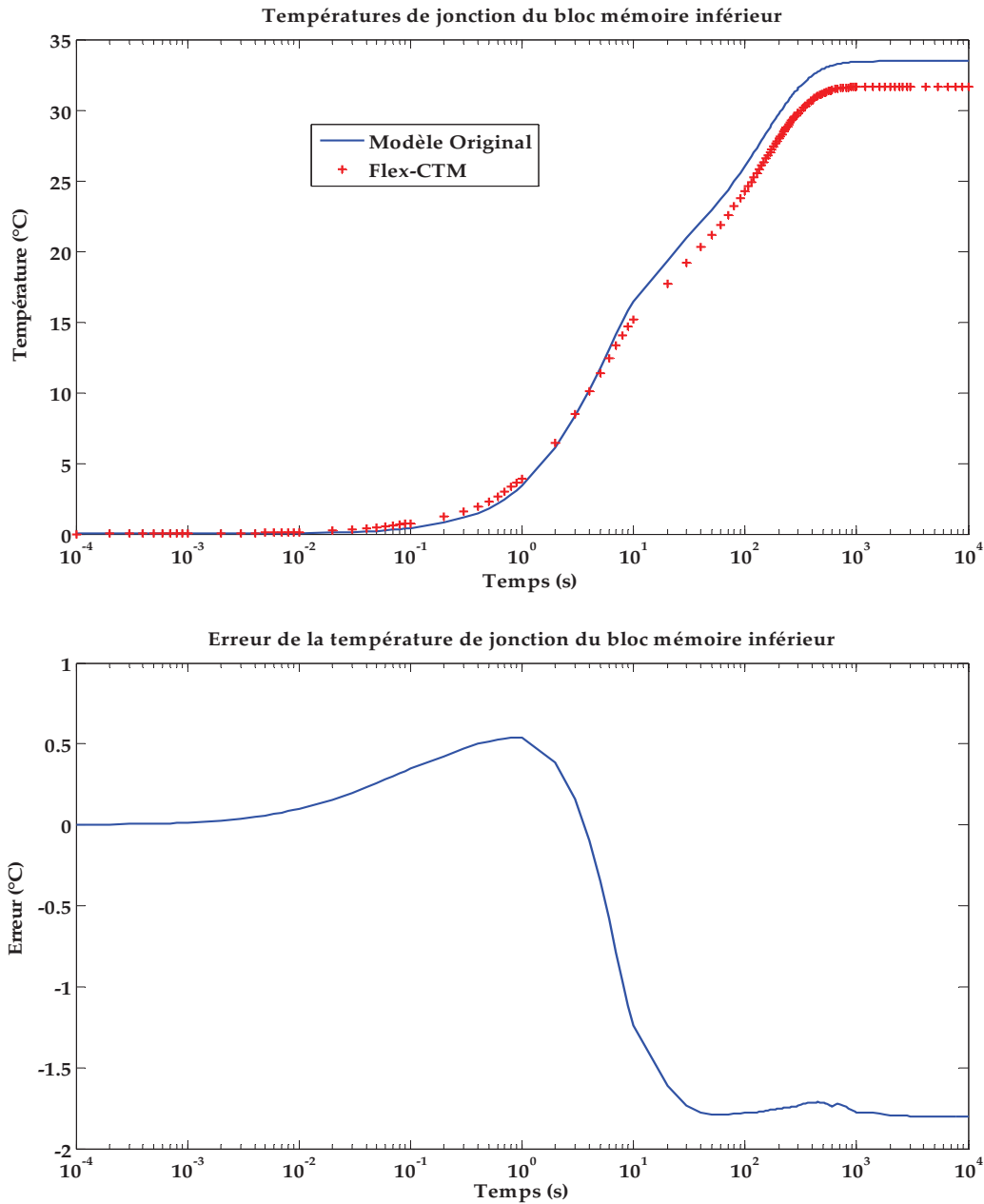


Figure 3-24 : Evaluation de la précision du modèle Flex-CTM du PoP selon le scénario 1

III.2. Temps de simulation et temps de génération

L'application de la méthodologie Flex-CTM au package PoP dans son environnement permet de construire un modèle léger et flexible du système global. Les caractéristiques des modèles de référence et Flex-CTM du système {PoP + environnement} sont données dans le Tableau 9 :

Modèle	Nombre de nœuds	nnzG	nnzC
Modèle de référence	553000	8.6M	8.6M
Modèle Flex-CTM	837	70k	240k

Tableau 9 : Caractéristiques des modèles globaux

Cette diminution du nombre de nœuds et du nombre de termes non-nuls a une conséquence directe sur le temps de simulation de ces deux modèles. En effet, le solveur du logiciel éléments finis nécessite environ 137s par pas de temps pour résoudre le modèle numérique de 553000 nœuds alors qu'un pas de temps de résolution du modèle Flex-CTM dure 1,5s. Le Tableau 10 indique ainsi le temps de simulation de ces deux modèles pour les 92 pas de temps du scénario 1 :

Modèle	Modèle de référence	Modèle Flex-CTM
Temps de simulation	3h30	<3 minutes

Tableau 10 : Temps de simulation des modèles

Le temps de génération d'un micromodèle (extraction, sous-échantillonnage et réduction) varie énormément avec les caractéristiques du modèle numérique (nombre de nœuds et nombre d'éléments non-nuls dans les matrices) et le matériau du modèle, influençant la fréquence de réduction. Par exemple, sur un ordinateur PC avec des performances typiques (Intel Core 2 Duo, 3GHz, 4Go Ram), la génération d'un micromodèle d'un modèle numérique de die de 100000 nœuds dure en moyenne 15 minutes dont 2 minutes pour l'extraction, 5 minutes pour le sous-échantillonnage et 8 minutes pour la réduction.

La génération d'un tel micromodèle nécessite environ 1Go de mémoire. Plusieurs micromodèles peuvent donc être générés simultanément en utilisant les différents processeurs d'un PC. Dans le cas du PC utilisé, on peut générer deux micromodèles en même temps. Le modèle Flex-CTM étudié ici contient douze micromodèles. En outre, le temps de couplage de deux micromodèles est de quelques secondes. La construction du modèle Flex-CTM du système global est donc réalisée en environ 1h30.

III.3. Flexibilité des modèles

III.3.a. Règles de modification

Un grand avantage des modèles Flex-CTM par rapport aux autres modèles thermiques existants, outre leur rapidité de simulation et leur modélisation multi niveaux, est leur propriété de flexibilité. La méthodologie développée permet de coupler des modèles thermiques réduits, indépendants des conditions aux limites (BCI), afin de construire un modèle thermique d'un système électronique complexe. Le caractère BCI des modèles induit une validité des modèles quels que soient l'environnement et les conditions de simulation. Dès lors, chaque modèle peut être indépendamment modifié ou remplacé par un autre modèle réduit dès lors qu'il n'entraîne pas une modification de la géométrie des autres modèles. Par exemple, dans le cas du package PoP (Figure 3-10), l'encapsulant du package peut être remplacé par un autre modèle d'encapsulant si et seulement si, cet autre élément prévoit exactement l'emplacement des blocs mémoire. La hauteur de ce nouvel encapsulant peut donc être modifiée puisque dans ce cas, la modification de la hauteur de l'encapsulant n'entraîne aucune modification géométrique des autres modèles. La Figure 3-25 représente les différentes possibilités de modifications d'éléments d'un modèle Flex-CTM :

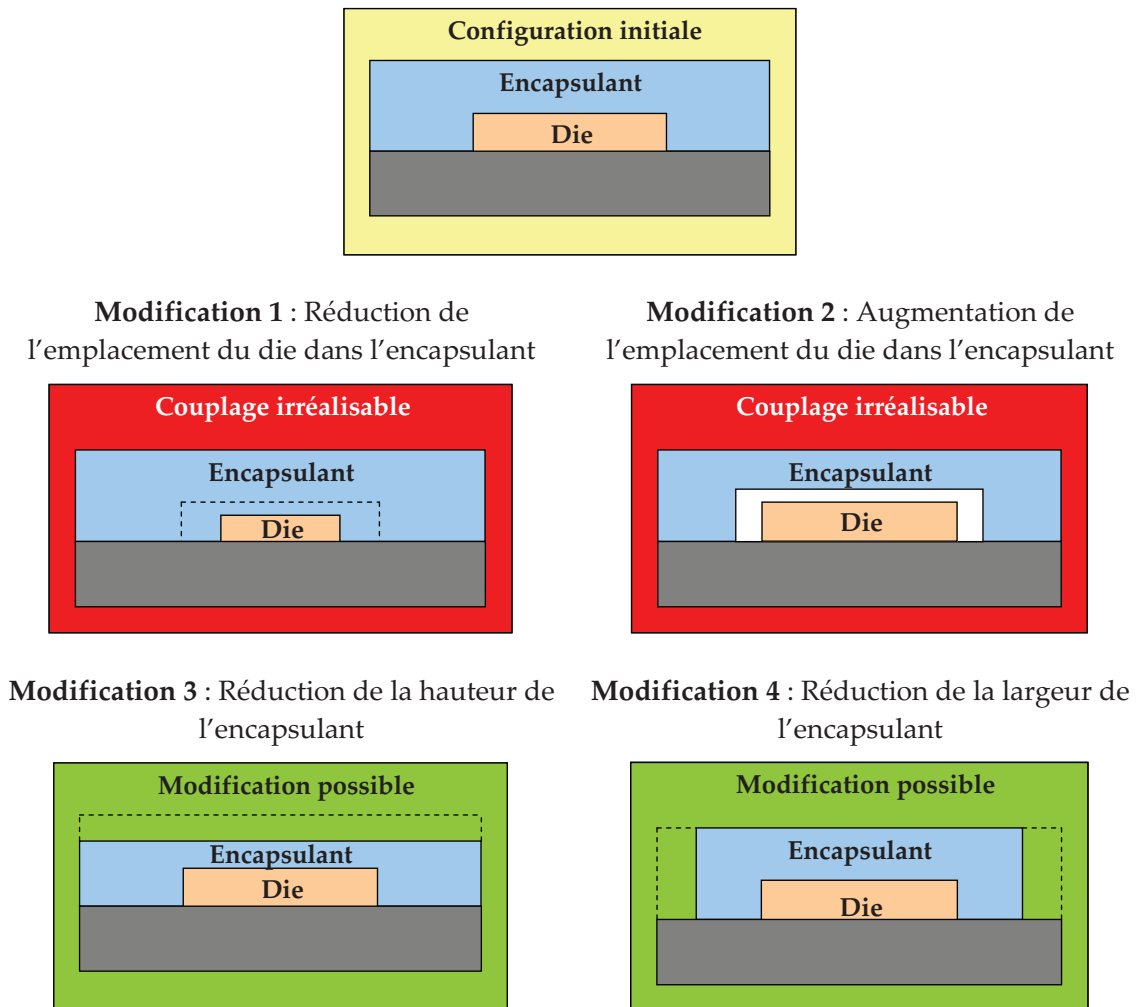


Figure 3-25 : Possibilités de modifications d'éléments d'un modèle Flex-CTM

- La modification 1 est irréalisable car elle représente un chevauchement des matériaux de l'encapsulant et du die et donc une incohérence physique.
- La modification 2 est aussi irréalisable car les modèles de l'encapsulant et du die ne sont plus en contact. Si un encapsulant peut parfois ne pas être en contact avec le die, comme c'est le cas dans un package de type CPGA par exemple, un modèle conducteur d'air doit assurer le couplage thermique entre l'encapsulant et le die.
- Les modifications 3 et 4 sont possibles car elles n'induisent aucune modification de la géométrie du substrat et du die.

Pour résumer, la modification d'un élément d'un modèle Flex-CTM est possible si et seulement si elle n'entraîne aucune modification géométrique des autres éléments du modèle.

III.3.b. Modification du modèle

Un second scenario de simulation est défini dans le but d'évaluer la qualité flexible des modèles Flex-CTM dans le cas du package PoP :

- Scénario 2 :

Les sources de puissances et le scenario temporel restent identiques au scénario 1. Néanmoins, le PCB 1s0p est remplacé par un PCB 2s2p (Figure 3-26-b) pour évaluer l'influence du board sur la dissipation de la chaleur dans la package.

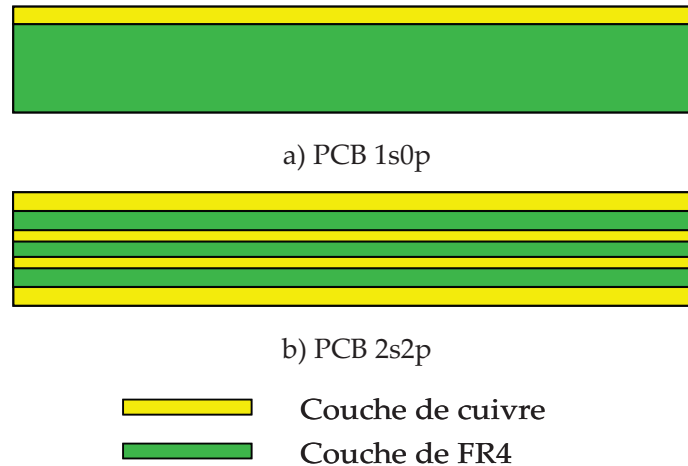


Figure 3-26 : PCB 1s0p et PCB 2s2p

Le modèle de PCB étant considéré comme un volume de matériau anisotrope, cette modification du PCB n'entraîne qu'une modification physique. Le modèle éléments finis est ainsi modifié puis simulé selon le même scenario temporel que le scenario 1.

Ensuite, un second modèle Flex-CTM est construit en couplant l'assembly du package PoP avec le micromodèle du PCB 2s2p. Les mêmes conditions de simulations du scenario 1 (coefficients d'échange et échelons de puissance) sont appliquées sur les nœuds externes du modèle afin de simuler le package selon le scenario 2. Les résultats de simulation du modèle Flex-CTM sont comparés avec la simulation de référence du modèle numérique global. Les courbes de simulation de la source S1 permettent d'évaluer l'influence du changement de PCB dans les deux scenarii et d'illustrer la précision de la méthodologie dans ce scenario. En effet, on constate une différence de 7°C de la source S1 au régime stationnaire entre les scenarii 1 et 2. Par ailleurs, pour ce scenario, l'erreur maximale de la source S1 pendant le régime transitoire atteint un pic de 50% à 1ms correspondant à une température très faible de la source S1 et se stabilise à 0,3% au régime stationnaire.

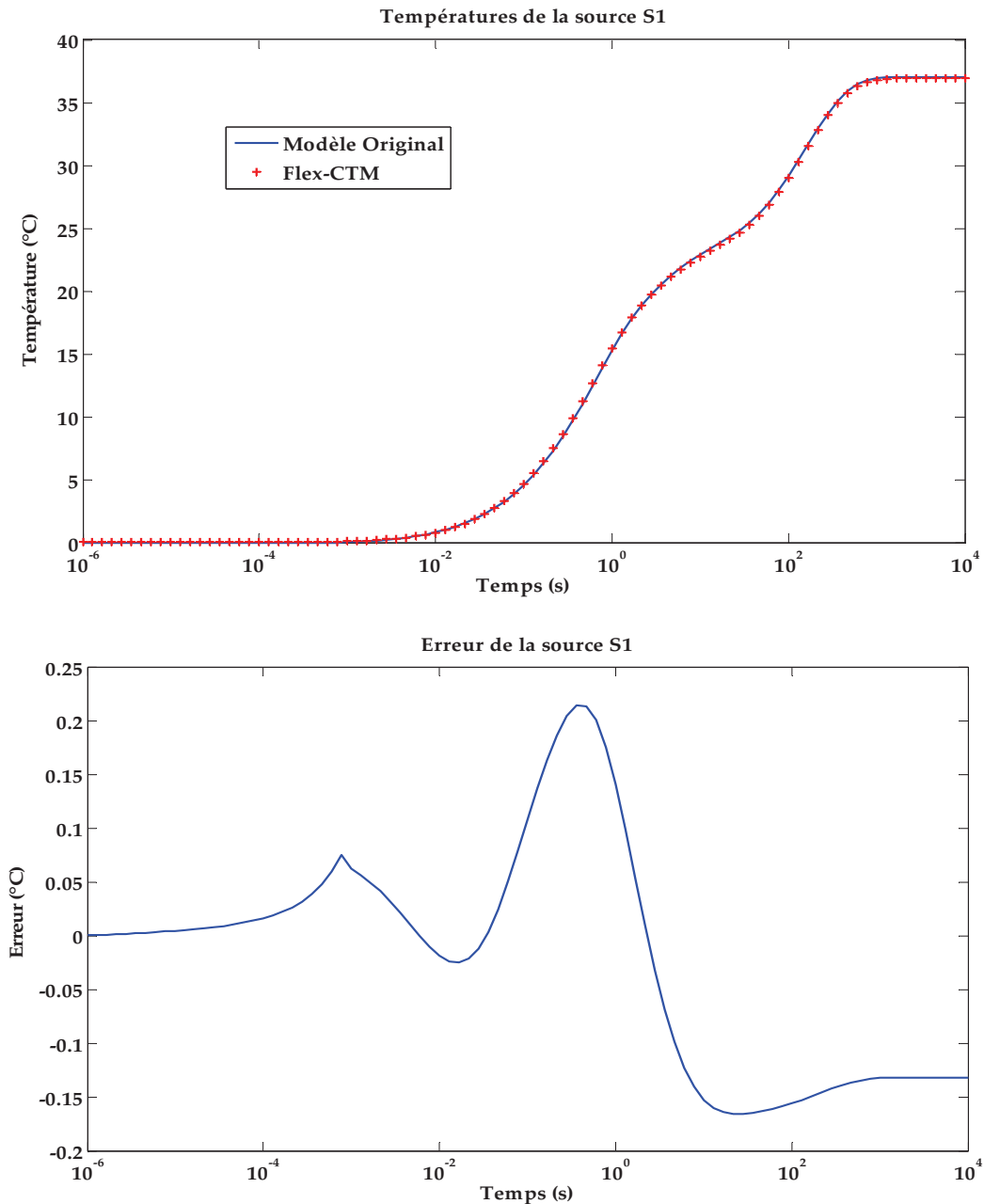


Figure 3-27 : Evaluation de la précision du modèle Flex-CTM du PoP selon le scénario 2

III.3.c. Temps de modification

Le caractère flexible et le faible nombre d'inconnues des modèles Flex-CTM permet une modification très rapide de la modélisation. De plus, le temps de modification peut être optimisé si la stratégie de couplage a été pensée de telle sorte à coupler les modèles susceptibles d'être modifiés en dernier.

Dans le premier scénario de simulation du package PoP, un micromodèle de PCB 1s0p a été construit puis couplé à l'assembly du package. Pour simuler le package PoP dans les

conditions de simulation du scénario 2, l'assembly du package est couplée à un micromodèle de PCB 2s2p. Dans notre cas, nous avons choisi de coupler le PCB en dernière position car ce modèle était modifié entre les deux scénarii de simulation. Si nous avions effectué ce couplage plus tôt, il aurait fallu refaire les autres couplages. Le temps de modification et de simulation du package dans l'environnement de simulation du scénario 2 nécessite donc environ 15 minutes pour générer le micromodèle du PCB 2s2p, environ 30 secondes pour coupler le micromodèle à l'assembly du package PoP et moins de 3 minutes de simulation du modèle Flex-CTM.

Dans le cas du modèle numérique du système simplifié en bloc, une telle modification (physique) est assez rapide puisqu'elle n'implique qu'une modification du matériau, et tout de même une seconde simulation avec ce nouveau matériau, soit 3h30. Dans le cas où le PCB serait modélisé par couches (Figure 3-26), ou dès lors que la géométrie du modèle est modifiée, il faut supprimer le maillage existant, modifier la géométrie du modèle, remailler le modèle et le simuler une seconde fois. Il faut donc plus de 4h30 pour effectuer cette modification et simuler ce nouveau modèle.

Les temps de modification et de simulation du modèle Flex-CTM pour les scénarii 1 et 2 et du modèle original sont résumés dans le tableau ci-dessous :

	Modèle numérique		Modèle Flex-CTM	
	Avec modification géométrique	Avec modification physique	Avec modification géométrique	Avec modification physique
Temps de modification de modélisation	1h	10s	16 minutes	16 minutes
Temps de simulation	3h30	3h30	<3 minutes	<3 minutes

Tableau 11 : Temps de modification et de simulation

III.4. Limites de la méthodologie

Les scénarii de simulations 1 et 2 ont révélé les bonnes performances de la méthodologie Flex-CTM selon des critères de précision, temps de simulation et flexibilité des modèles. Toutefois, les résultats présentés précédemment représentent un compromis entre compacité et précision du modèle selon le nombre de nœuds conservés aux interfaces des modèles, et définissent une plage fréquentielle de validité du modèle. Un troisième scénario est ainsi défini dans le but d'illustrer les conséquences d'un réglage extrême des paramètres

pour une compacité optimale du modèle et d'une utilisation du modèle en dehors de sa plage de validité :

Scénario 3 :

Le package est dans les conditions environnementales du scenario 1 (connecté au PCB 1s0p et placé dans un environnement de convection forcée). Toutes les sources de puissance sont éteintes. Seule la source S11 du chip dissipe un signal de puissance sous forme de créneaux d'amplitude 1W de période 100ms et de rapport cyclique 40%. Le signal de la source S11 est représenté dans la Figure 3-28 :

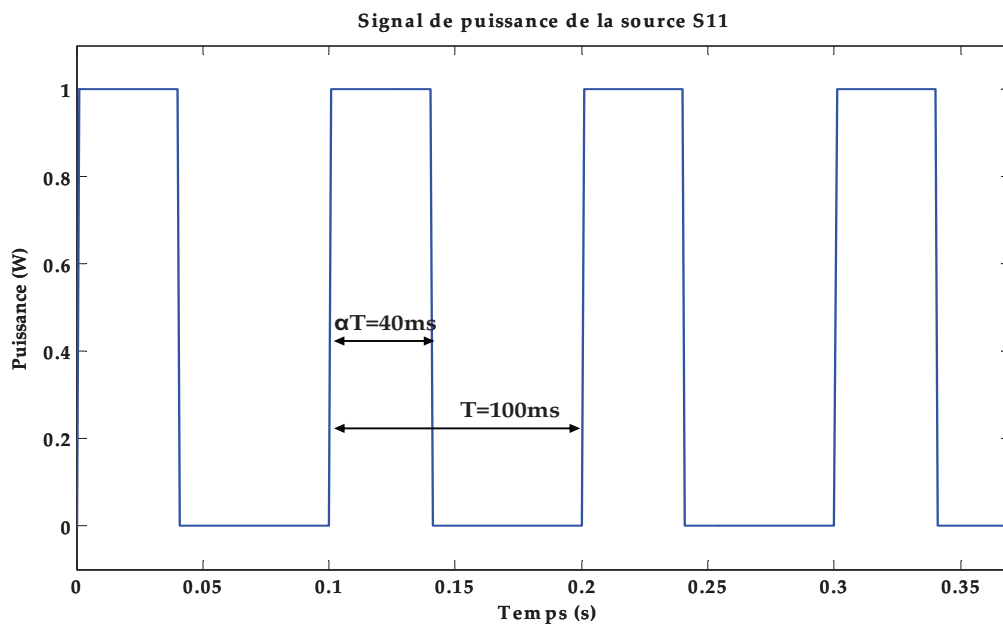


Figure 3-28 : Signal de puissance de la source S11

De plus, un nouveau micromodèle du chip est généré en ne conservant que 9 nœuds sur chaque source, puis couplé aux micromodèles des autres éléments pour former un nouveau modèle Flex-CTM du package PoP.

Premièrement, le modèle éléments finis de l'ensemble package PoP + PCB est simulé selon les conditions du scenario 3. Cette simulation constitue une référence de comparaison afin d'évaluer la précision du modèle Flex-CTM dans ce scenario. Le modèle éléments finis est simulé sur une plage temporelle de 0 à 370ms avec un pas de temps constant de 10ms. Par ailleurs, une seconde simulation du modèle numérique à l'état stationnaire permet de représenter une cartographie de température à la surface du chip (Figure 3-29). On peut

remarquer que dans le cas du scenario 3, le gradient thermique à l'état stationnaire est beaucoup plus important que dans le cas du scenario 1.

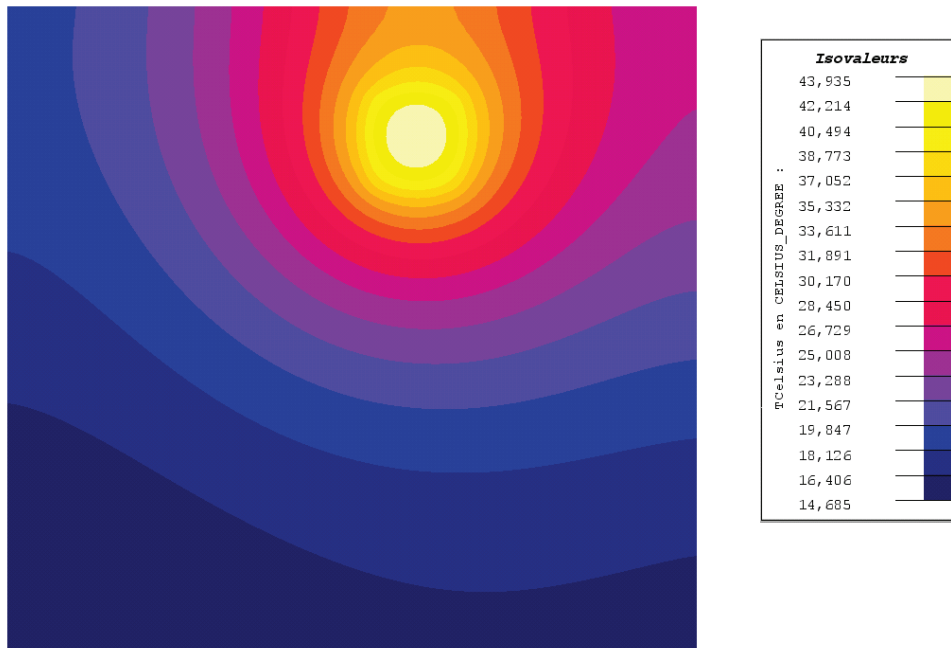


Figure 3-29 : Cartographie de température du chip à l'état stationnaire pour le scenario 3

Le nouveau modèle Flex-CTM du package PoP est couplé au micromodèle du PCB 1s0p puis simulé selon les conditions du scenario 3. Le modèle est simulé en régime transitoire avec les mêmes pas de temps que la simulation de référence. La source S11, où est appliquée la source de puissance, et une source plus éloignée (S4) sont choisies arbitrairement pour évaluer la précision du modèle dans ce scenario. Les courbes de simulation des sources S4 et S11 des modèles de référence et Flex-CTM pour le scenario 3 sont représentées par les Figure 3-30 et Figure 3-31.

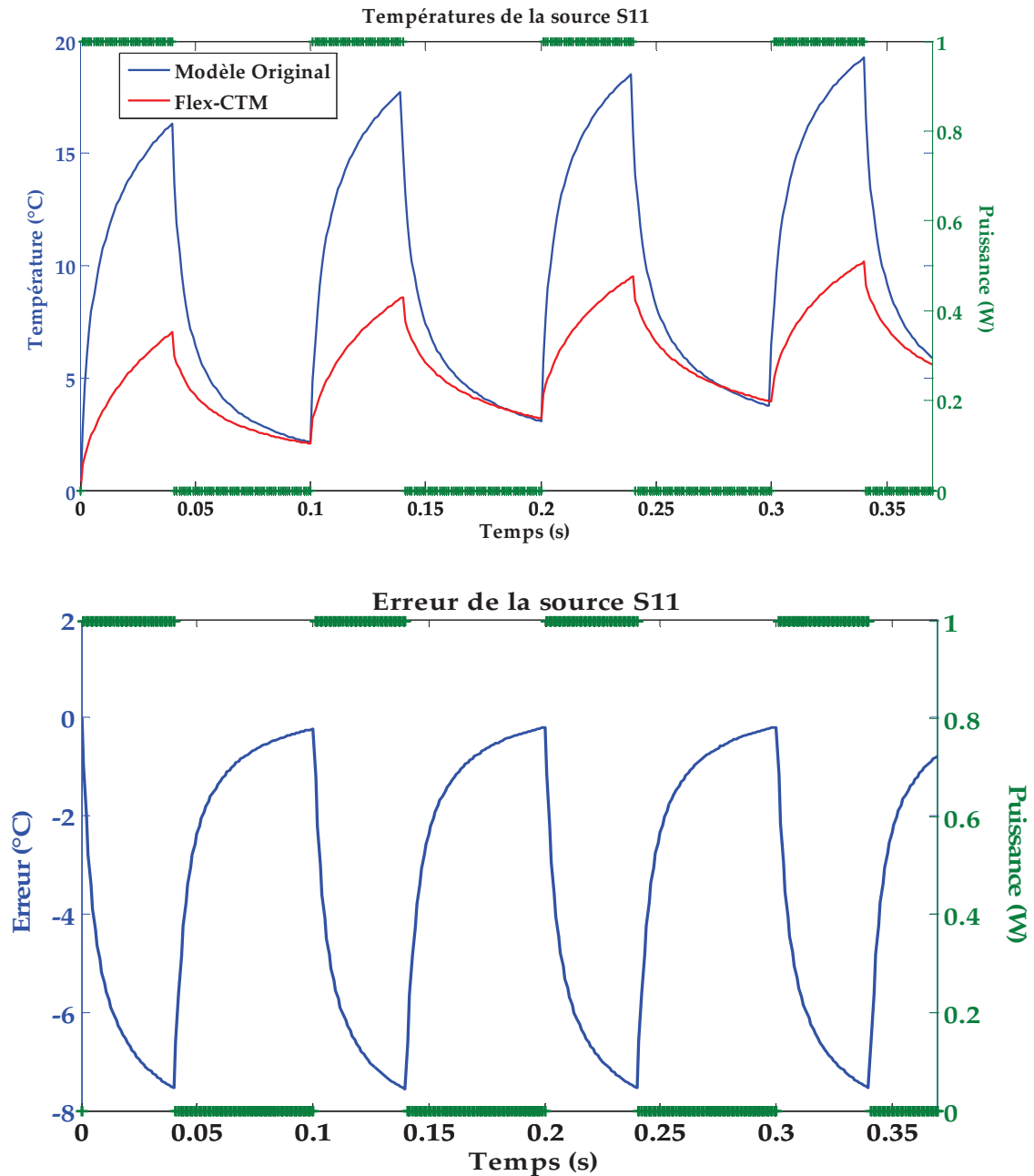


Figure 3-30 : Evaluation de la précision du modèle Flex-CTM du PoP pour le scénario 3

Au niveau de la source S11, les courbes de température du modèle numérique et du modèle Flex-CTM sont en phase, mais le modèle Flex-CTM atteint une température bien inférieure à celle du modèle de référence. L'erreur maximale à l'état haut est d'environ 10°C pour une élévation de température de 18°C.

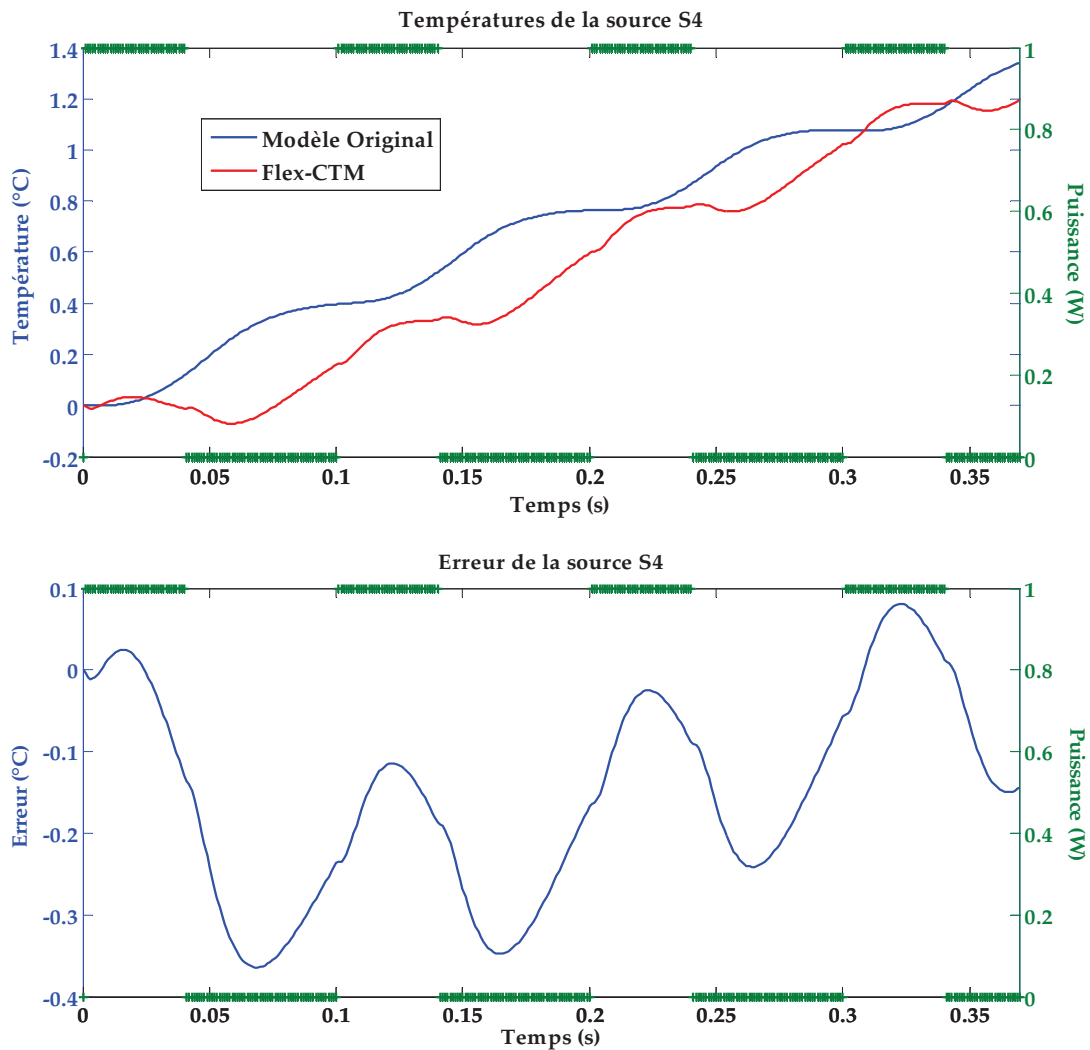


Figure 3-31 : Evaluation de la précision du modèle Flex-CTM du PoP pour le scénario 3

Au niveau de la source S4, plus éloignée de la source allumée, l'élévation de température est bien moins importante. De ce fait, l'erreur sur l'amplitude entre le modèle Flex-CTM et le modèle de référence est moins importante. Toutefois, la simulation du modèle Flex-CTM montre un déphasage entre les deux simulations, provoqué par un retard dès le début de la simulation.

Une première correction peut être appliquée au modèle Flex-CTM en affinant le sous-échantillonnage au niveau des sources. Néanmoins, cela induit un modèle plus lourd en termes de nombre d'inconnues et donc plus long à simuler. La Figure 3-32 montre la correction apportée en affinant le nombre de nœuds conservés sur chaque source (36 nœuds par source dans ce cas).

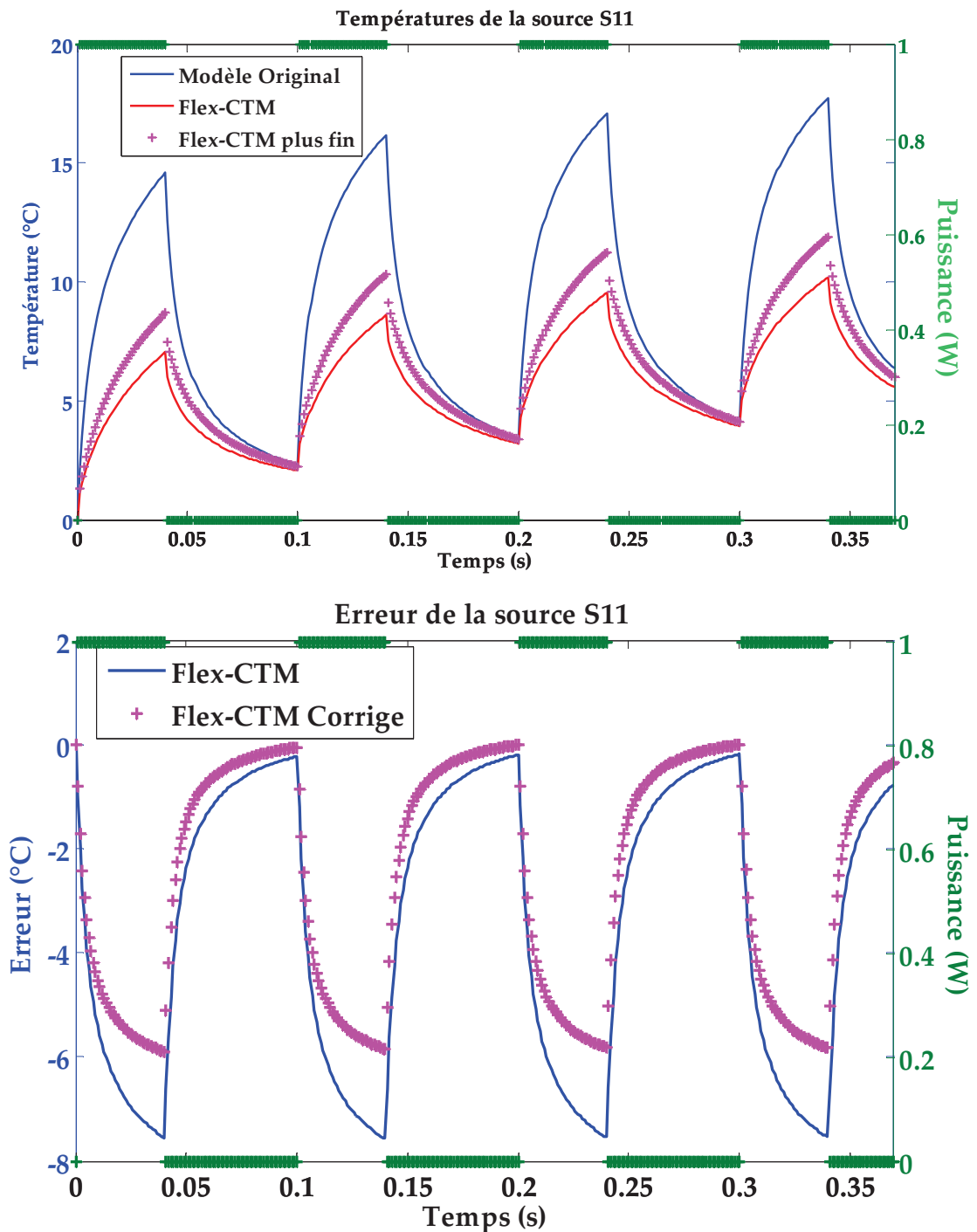


Figure 3-32 : Correction du modèle Flex-CTM du PoP pour le scénario 3

On constate que cet affinement du sous-échantillonnage permet de diminuer d'environ 25% l'erreur entre la simulation de référence et celle du modèle Flex-CTM. Toutefois, l'écart entre ces deux simulations reste important.

En effet, on constate que la constante de temps du modèle Flex-CTM est différente de celle du modèle numérique. Cela est dû au fait que lorsque l'on sélectionne des nœuds sur

une interface, on distribue la capacité globale de l'interface sur les nœuds de celle-ci. Ainsi, lorsque peu de nœuds sont conservés les phénomènes locaux de dissipation sont masqués. Les capacités appliquées sur chaque nœud sont plus importantes que la capacité globale de l'interface. Lorsque la constante de temps est faible, la capacité des nœuds source du modèle Flex-CTM n'agissent donc pas dans les premiers pas de temps, ce qui provoque une sous-estimation de la température du système réel.

Cependant, l'ajout de pôles par la méthode PACT permet de corriger le comportement du modèle en haute fréquence, mais augmente par la même occasion la taille du système. Des fréquences de réduction plus élevées des micromodèles permettraient ainsi d'améliorer le comportement en haute fréquence du modèle, et ainsi de réduire l'écart entre les simulations du modèle de référence et du modèle Flex-CTM. Toutefois, le couplage de ces nouveaux micromodèles conduirait à un modèle Flex-CTM lourd en termes de nombre de nœuds, et de termes non nuls dans les matrices, qui irait à l'encontre du caractère compact de ces modèles.

Le sous-échantillonnage et les fréquences de réduction choisis définissent un domaine de validité fréquentiel du modèle, qui dans notre cas n'est pas respecté.

Conclusion

Premièrement, la méthodologie Flex-CTM a été appliquée à un package de type CPGA afin d'évaluer la précision du modèle Flex-CTM par rapport à une mesure sur un composant réel. Nous avons défini deux schémas de dissipation du die et confronté les simulations du modèle avec les mesures. Nous avons constaté des erreurs très faibles pour les deux schémas de dissipation, et acceptables pour une phase de dimensionnement en début de chaîne de conception.

Dans un deuxième temps, la méthodologie Flex-CTM a été appliquée dans le cas d'un système électronique multi-niveaux, à l'image du package PoP. Des scénarii de simulation ont été définis afin de mettre en évidence les différentes propriétés des modèles : précision, temps de simulation et flexibilité. Les simulations des modèles Flex-CTM selon ces scénarii ont été comparées à des simulations de référence conduites sur un modèle numérique du package. L'erreur entre les deux simulations est tout à fait satisfaisante pour une analyse thermique en début de chaîne de conception. De plus, le temps de simulation du modèle Flex-CTM est beaucoup plus faible que le temps de simulation du modèle numérique, et permet ainsi une analyse rapide du comportement thermique du système dès la phase d'architecture. Enfin, la flexibilité des modèles permet d'explorer rapidement plusieurs configurations du système.

Toutefois, la génération d'un modèle Flex-CTM nécessite de trouver un compromis entre compacité et précision du modèle. De plus, les différentes étapes de la méthodologie définissent une plage de validité fréquentielle du modèle Flex-CTM, difficilement quantifiable après couplage des modèles.

Bibliographie

[FLO]: Flotherm, Outil de modélisation par volumes finis développé par l'entreprise Mentor.

<http://www.mentor.com/products/mechanical/products/flotherm>

[GUY-65]: R. J. Gyan, "Reduction of Stiffness and Mass Matrices", AIAA Journal, Vol. 3, NO. 2, pp 380, 1965.

[JED-95]: EIA/JEDEC JED51-2, Integrated Circuit Thermal Test Method Environmental Conditions - Natural Convection (Still Air), December 1995.

[JOH-98]: Z. Johnson and M. Eyman, "Design-Based Thermal Simulation Methodology for Ball Grid Array Packages", Proceedings of 6th Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems, pp. 82-87, 1998.

Partie 4 :

Utilisation de la méthodologie pour la conception en Génie Electrique

« Ce n'est point le goût du concret, le sens de la condition humaine que je retrouve ici,
mais un intellectualisme assez débridé pour généraliser le concret lui-même. »

A. Camus

PARTIE 4 :

Utilisation de la méthodologie pour la conception en Génie Electrique

SOMMAIRE

PARTIE 4 : Utilisation de la méthodologie pour la conception en Génie Electrique	203
Introduction.....	205
Chapitre 9 : Modélisation de systèmes magnétiques par réseaux de réductances	206
I. Buts de la modélisation	206
II. Principes de la modélisation	208
III. Analogies entre les grandeurs physiques.....	209
III.1. Analogie magnétique électrique	209
III.2. Analogie magnétique thermique	210
III.3. Bilan	212
IV. Difficultés de modélisation	212
V. Une alternative de modélisation par la méthodologie Flex-CTM.....	213
Chapitre 10 : Application de la méthodologie à un cas d'étude	214
I. Description du cas d'étude	214
I.1. Système étudié.....	214
I.2. Modèle de référence	216
II. Application de la méthodologie.....	219
II.1. Contournement des limites.....	219
II.2. Génération du modèle Flex-CTM	222
III. Evaluation des résultats	224
Conclusion	228
Bibliographie	229

Résumé

La méthodologie Flex-CTM repose sur une démarche très générale permettant de modéliser le comportement thermique d'un système à l'aide de réseaux RC équivalents. Cette approche appliquée au domaine de la thermique peut en réalité s'appliquer à tout domaine où le phénomène physique peut être décrit par un réseau de résistances et de capacités équivalentes. Par exemple, la méthodologie peut être utilisée afin de modéliser le comportement magnétostatique d'un système électronique. Un actionneur magnétique est pris pour exemple afin d'illustrer la pluridisciplinarité de la méthodologie Flex-CTM. Par ailleurs, les propriétés des modèles Flex-CTM permettent une modularité de

modélisation et une exploration rapide du comportement magnétique du système dans diverses configurations.

Introduction

Dans le cadre de cette thèse, la méthodologie Flex-CTM a été développée afin de construire des modèles thermiques légers et multi-niveaux de systèmes électroniques. La méthodologie repose sur une démarche très générale, où après chaque étape un modèle thermique est généré et peut être assimilé à un réseau de résistances et de capacités thermiques. L'analyse thermique des systèmes électroniques n'est en réalité qu'une application spécifique de la méthodologie Flex-CTM. Celle-ci peut en effet s'appliquer à tout domaine où le phénomène physique peut être décrit par un réseau de résistances et de capacités. C'est par exemple le cas des phénomènes magnétostatiques, pouvant être décrits à l'aide d'un réseau de résistances équivalentes.

Dans un premier temps, nous étudierons les principales techniques de modélisation d'un système magnétique. Puis après avoir justifié l'analogie du modèle magnétique avec un réseau de résistances, nous proposerons la méthodologie Flex-CTM comme une alternative de modélisation. Dans un second temps, nous décrirons une analogie entre les domaines thermique et magnétostatique afin d'utiliser la méthodologie telle qu'elle a été développée. Enfin, nous appliquerons la méthodologie Flex-CTM à un actionneur électromagnétique afin d'en évaluer les performances et les avantages de modélisation.

Chapitre 9 : Modélisation de systèmes magnétiques par réseaux de réluctances

I. Buts de la modélisation

Le processus de conception de systèmes électromagnétiques est relativement proche du cycle de conception d'un composant électronique. En analogie avec l'étape d'architecture, la première étape de conception d'un système électromagnétique consiste à dimensionner le système, c'est-à-dire à régler les paramètres du système permettant de satisfaire les contraintes du cahier des charges [PEL-06]. Cette étape de dimensionnement s'apparente à un problème d'optimisation sous contraintes de la forme :

$$x \text{ ?/} \left\{ \begin{array}{l} \min f(x) \\ g(x) = 0 \\ h(x) \leq 0 \\ x \in E \end{array} \right. \quad (4-1)$$

Où x représente le vecteur des paramètres du système, f représente une fonction objectif fixée par le concepteur, g et h représentent des fonctions de contraintes liées au cahier des charges et E représente l'ensemble des valeurs acceptables pour le vecteur x .

L'étape de dimensionnement est couramment séparée en deux phases. Une première phase dite de pré-dimensionnement consiste à construire un modèle simplifié du système afin d'obtenir une première solution approximative du problème. La seconde phase dite de dimensionnement consiste à construire un modèle plus proche de la réalité dans le but de raffiner la solution issue du pré-dimensionnement.

Le modèle utilisé pour l'étape de pré-dimensionnement est un modèle analytique simple, permettant de calculer rapidement et explicitement la valeur de la fonction objectif et le gradient de celle-ci. Une première optimisation est conduite sur ce modèle afin de trouver les valeurs des paramètres correspondant à un minimum de la fonction objectif. Cette première optimisation s'appuie généralement sur des algorithmes déterministes [MIN-83], [BON-97] (méthode des gradients conjugués, méthode de quasi Newton, Sequential Quadratic Programming) basés sur le calcul explicite des gradients de la fonction f .

L'optimisation du modèle analytique est très rapide et permet d'obtenir une solution approchée du problème d'optimisation (4-1). Cette étape de pré-dimensionnement est une première étude du système permettant de calculer une solution pas forcément très précise du problème tôt dans la phase de conception.

La seconde phase consiste à construire un modèle plus précis, basé sur les méthodes numériques, et plus particulièrement sur la méthode des éléments finis. Cette modélisation plus fine, permet de calculer une solution précise d'un problème mais requiert des temps de calcul longs. Une seconde optimisation, basée sur des algorithmes stochastiques (algorithmes génétiques, recuit simulé, essaim de particules, algorithme des fourmis... [DRE-05]) permet de déterminer les valeurs des paramètres correspondant à un minimum de la fonction objectif. Néanmoins, cette optimisation ne garantit l'atteinte du minimum globale de la fonction que dans le cas où il y a peu de paramètres. La phase précédente de pré-dimensionnement permettant de trouver les valeurs des paramètres proches de la solution optimale, la seconde optimisation peut alors être efficace.

Dans la phase de pré-dimensionnement, le modèle analytique utilisé est le plus souvent basé sur des réseaux de réluctances. De nombreuses études sur la modélisation de systèmes magnétiques par réseaux de réluctances ont été conduites ces dernières années, et ont donné lieu à la création d'un logiciel de modélisation appelé Reluctool [PEL-06], [DO-10]. Par exemple, la Figure 4-1 représente la modélisation magnétique d'un actionneur électromagnétique par réseaux de réluctances à l'aide du logiciel Reluctool.

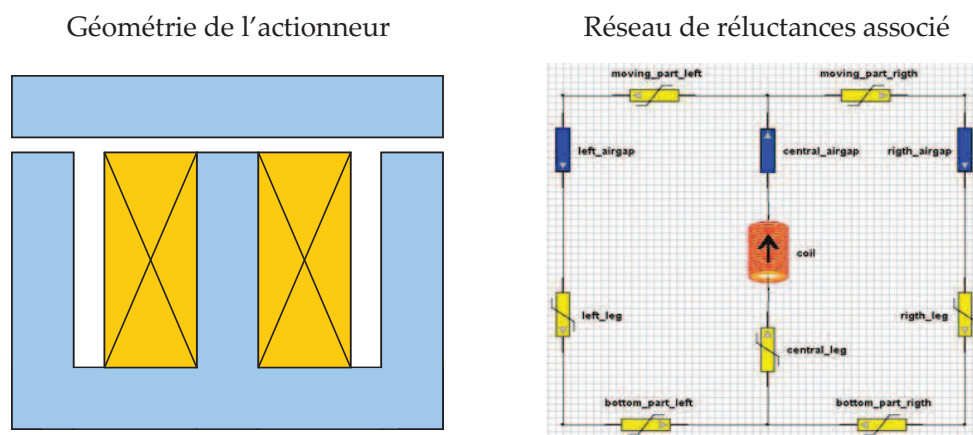


Figure 4-1 : Modélisation magnétique d'un actionneur par un réseau de réluctances

II. Principes de la modélisation

Les réluctances représentent la propriété d'un matériau à s'opposer à la pénétration d'un champ magnétique au sein du matériau. Les réluctances sont basées sur deux équations de Maxwell en régime magnétostatique. Afin d'illustrer l'expression de la réluctance d'un système magnétique, considérons un tube d'induction délimité par deux points A et B :

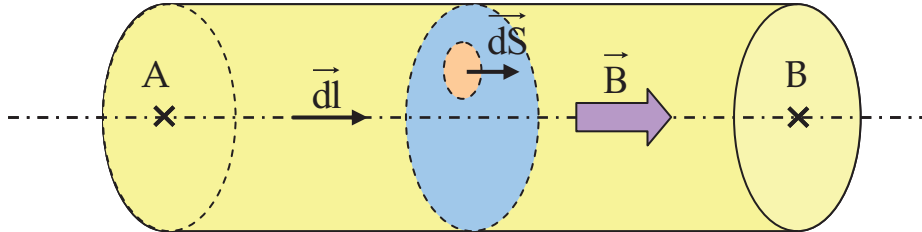


Figure 4-2 : Tube d'induction magnétique

Premièrement, l'équation de Maxwell de la conservation du flux (4-2) permet de définir le flux magnétique φ_m à travers une surface S par :

$$\varphi_m = \iint_S \vec{B} \cdot \vec{dS} \quad (4-2)$$

Où \vec{B} représente le champ magnétique traversant la surface S et \vec{dS} le vecteur normal à la surface S. Deuxièmement, en régime magnétostatique, l'équation de Maxwell-Ampère sous forme intégrale, permet de définir le potentiel magnétique entre deux points A et B d'une ligne de champ.

$$\Phi_{AB} = \int_A^B \vec{H} \cdot \vec{dl} \quad (4-3)$$

Où \vec{H} représente le champ d'excitation et \vec{dl} le vecteur directeur de la ligne de champ entre les points A et B. Dans le cas d'un tube d'induction, les vecteurs \vec{H} et \vec{dl} sont colinéaires. Par ailleurs, en utilisant la relation entre le vecteur champ magnétique \vec{B} , la perméabilité magnétique μ du matériau et le champ d'excitation \vec{H} :

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (4-4)$$

Il vient :

$$\Phi_{AB} = \int_A^B \frac{B dl}{\mu} \quad (4-5)$$

De plus, en utilisant la relation (4-2), le potentiel magnétique entre les points A et B peut s'écrire :

$$\Phi_{AB} = \int_A^B \frac{\varphi_m dl}{\mu S} \quad (4-6)$$

Le flux magnétique étant conservatif, il est constant sur la ligne de champ [AB]. On peut donc sortir ce terme de l'intégrale :

$$\Phi_{AB} = \varphi_m \int_A^B \frac{dl}{\mu S} \quad (4-7)$$

Par analogie avec les lois électrique, l'équation (4-7) s'appelle loi d'Ohm magnétique. On définit ainsi la ré reluctance entre les points A et B \mathfrak{R}_{AB} comme le rapport entre le potentiel magnétique Φ_{AB} et le flux magnétique φ_m .

$$\mathfrak{R}_{AB} = \frac{\Phi_{AB}}{\varphi_m} = \int_A^B \frac{dl}{\mu S} \quad (4-8)$$

III. Analogies entre les grandeurs physiques

III.1. Analogie magnétique électrique

La modélisation d'un système magnétique par réseau de ré reluctances est basée sur une discrétisation du circuit magnétique en sous-éléments classés en deux catégories : les éléments ré reluctants (tubes d'induction) et les sources de potentiel. La valeur de la ré reluctance d'un élément ré reluctant dépend des propriétés magnétiques et des dimensions du tronçon de circuit, et est donnée par la formule (4-8). Le modèle ainsi obtenu forme un réseau de ré reluctances et de sources de potentiels.

La résolution de ce réseau de ré reluctance repose sur une analogie entre les grandeurs électriques et magnétiques. En effet, par analogie avec la loi d'Ohm électrique, la ré reluctance d'un tube d'induction représente également le rapport entre la différence de potentiels aux

bornes du tube, par le flux magnétique le traversant (4-8). Le Tableau 1 résume l'analogie entre les grandeurs électriques et les grandeurs magnétiques.

Grandeur magnétique	Grandeur électrique
Potentiel magnétique Φ (A)	Potentiel électrique V (V)
Flux magnétique φ (Wb)	Courant (A)
Champ d'excitation \vec{H} (A.m ⁻¹)	Champ électrique \vec{E} (V.m ⁻¹)
Champ magnétique \vec{B} (T)	Densité de courant \vec{j} (A.m ⁻²)
Perméabilité magnétique μ (H.m ⁻¹)	Conductivité électrique σ (S.m ⁻¹)
Réductance \mathfrak{R} (H ⁻¹)	Résistance R (Ω)

Tableau 1 : Analogie entre les grandeurs magnétique et électrique

Le circuit magnétique est résolu comme les réseaux électriques, par utilisation des lois de Kirchhoff (loi des mailles, loi des nœuds).

III.2. Analogie magnétique thermique

Bien que les phénomènes physiques soient très différents, on peut remarquer une analogie entre les équations issues des domaines thermique et magnétostatique. D'une part, le comportement thermique d'un système au régime stationnaire, soumis à aucune source de puissance, est décrit par l'équation :

$$\text{div}(-k.\vec{\text{grad}}T) = 0 \quad (4-9)$$

Où k représente la conductivité thermique du matériau en W.m⁻¹.K⁻¹ et T représente le champ de température du corps en K.

A présent, considérons un système magnétique immobile, sans courant induit. Le théorème d'Ampère énonce que la circulation du champ magnétique \vec{B} le long d'une courbe fermée C, est égale à la somme algébrique des courants traversant la surface définie par la courbe, multipliée par la perméabilité du vide. On a donc :

$$\oint_C \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu_0 I \quad (4-10)$$

Où \vec{dl} est un vecteur de déplacement infinitésimal le long du contour C, μ_0 est la perméabilité du vide ($4\pi.10^{-7}$ kg.m.A⁻².s²) et I est la somme algébrique des courants traversant la surface S définie par le contour C. Cette relation peut également s'écrire sous forme locale. On a alors :

$$\vec{\text{rot}}\vec{B} = \mu_0 (\vec{j} + \vec{j}_D) \quad (4-11)$$

Où $\vec{\text{rot}}$ désigne l'opérateur rotationnel, \vec{j} est le vecteur de densité de courant en un point de la surface S et \vec{j}_D est le vecteur courant de déplacement en ce même point. Le système étant immobile dans le temps, on a $\vec{j}_D = \vec{0}$. De plus, aucun courant ne circule à travers la surface S, donc $\vec{j} = \vec{0}$. D'où :

$$\vec{\text{rot}}\vec{B} = \vec{0} \quad (4-12)$$

Par ailleurs, en utilisant la relation (4-4), il vient :

$$\vec{\text{rot}}\vec{H} = \vec{0} \quad (4-13)$$

En utilisant les propriétés sur les opérateurs d'analyse vectorielle, il existe donc un potentiel scalaire Φ , tel que :

$$\vec{H} = -\vec{\text{grad}}\Phi \quad (4-14)$$

En outre, l'équation de Maxwell-Thomson (4-15) traduit de manière locale, la conservation du flux du champ magnétique \vec{B} à travers une surface fermée S (4-2) :

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (4-15)$$

En utilisant les relations (4-4) et (4-14) dans l'équation précédente, il vient :

$$\text{div}(-\mu.\vec{\text{grad}}\Phi) = 0 \quad (4-16)$$

Cette dernière équation présente une analogie entre les grandeurs thermique et magnétique. Par ailleurs, dans le domaine thermique, nous avons défini les grandeurs \vec{H}_T équivalente au champ d'excitation \vec{H} et \vec{B}_T équivalente au champ magnétique \vec{B} .

Notons toutefois que dans le domaine thermique la grandeur évaluée est la fonction d'état du système, la température T . Dans le domaine magnétique, la grandeur étudiée est le champ magnétique \vec{B} , ce qui correspond donc au gradient de la variable d'état (le potentiel magnétique Φ).

III.3. Bilan

Les deux paragraphes précédents ont décrits une analogie entre d'une part les grandeurs magnétiques et électriques, et d'autre part les grandeurs magnétiques et thermiques dans le cas d'une application en régime stationnaire. On peut désormais établir une analogie entre ces trois domaines résumée dans le tableau ci-dessous :

Grandeur électrique	Grandeur thermique	Grandeur magnétique
Conductivité électrique σ (S.m ⁻¹)	Conductivité thermique k (W.m ⁻¹ .K ⁻¹)	Perméabilité magnétique μ (H.m ⁻¹)
Potentiel électrique V (V)	Température T (K)	Potentiel scalaire magnétique Φ (A)
Champ électrique \vec{E} (V.m ⁻¹)	$\vec{H}_T = -\vec{\text{grad}}T$ (K.m ⁻¹)	Champ d'excitation \vec{H} (A.m ⁻¹)
Densité de courant \vec{j} (A.m ⁻²)	$\vec{B}_T = -k\vec{\text{grad}}T$ (W.m ⁻²)	Champ magnétique \vec{B} (T)

Tableau 2 : Analogie entre les grandeurs thermique et magnétique

Cette analogie nous permet d'utiliser les outils et méthodes développées pour le domaine de la thermique, sans pour autant les adapter à un autre domaine. C'est notamment le cas de l'extraction des modèles dans le logiciel éléments finis Flux®, qui a été développée dans le but de récupérer les matrices éléments finis d'un modèle dans le cas d'une application thermique transitoire. Le circuit RC équivalent résultant de la méthodologie sera ensuite résolu par analogie thermoélectrique grâce aux lois de Kirchhoff.

IV. Difficultés de modélisation

La difficulté majeure dans la modélisation de systèmes magnétiques par réseaux de réluctances réside dans l'identification des tubes d'induction. En effet, la précision du modèle réluctant dépend directement de la finesse de définition des tubes. Le problème vient

du fait qu'il est assez difficile de prévoir les tubes d'induction, notamment dans les régions soumises à des flux de fuite. Négliger ces flux de fuite altère la précision du modèle [PEL-06]. De ce fait, la modélisation par réseaux de ré reluctances demande une certaine expertise et une bonne connaissance a priori du comportement du système magnétique.

V. Une alternative de modélisation par la méthodologie Flex-CTM

La méthodologie Flex-CTM repose sur une démarche très générale permettant de modéliser le comportement thermique d'un système à l'aide de réseaux RC équivalents. Dans un premier temps, la méthodologie a été mise en œuvre pour le domaine de la thermique, mais elle peut en réalité s'appliquer à tout domaine où le phénomène physique peut être décrit par un réseau de résistances et de capacités équivalentes. C'est notamment le cas de la modélisation magnétostatique de systèmes magnétiques, comme l'a montré le paragraphe III.

La méthodologie Flex-CTM permet donc de modéliser le comportement magnétostatique de systèmes magnétiques. La taille des modèles Flex-CTM est de l'ordre de celle des modèles ré reluctants en termes de nombre de nœuds. Par ailleurs, l'étape de modélisation numérique dans la méthodologie Flex-CTM permet de concevoir des modèles magnétiques de systèmes plus complexes et de s'affranchir de la définition des tubes d'induction, automatiquement prise en compte dans la modélisation. Les modèles Flex-CTM ne reposent donc que sur les hypothèses de modélisation du modèle numérique. Ils sont plus précis que les modèles ré reluctants mais résultent toutefois d'une dégradation du modèle numérique du système. Les modèles Flex-CTM sont ainsi dédiés à la phase de pré-dimensionnement du système magnétique.

En contre partie, la construction des modèles Flex-CTM nécessite une certaine compétence en modélisation numérique de la part des concepteurs. Toutefois, les ingénieurs sont à la fois en charge des études de pré-dimensionnement et de dimensionnement du système magnétique. Ils ont donc l'expertise nécessaire en modélisation numérique. Par ailleurs, les matrices des modèles Flex-CTM sont plus denses que les modèles ré reluctants. Toutefois, le temps de simulation des modèles est assez proche, étant donné le faible nombre de nœuds des modèles.

Chapitre 10 : Application de la méthodologie à un cas d'étude

I. Description du cas d'étude

I.1. Système étudié

Dans le domaine magnéto-statique, la méthodologie Flex-CTM s'avère avoir également de nombreux avantages sur les méthodes de modélisation existantes. On considère le cas d'un actionneur afin d'évaluer les performances de la méthodologie et illustrer ses avantages. L'actionneur que nous avons retenu est volontairement assez schématique. Nous sommes en effet contraint par l'analogie avec le thermique pour la description des sources, ce qui nous limite à l'utilisation d'aimants permanents simulés sous la forme de différence de potentiels magnétiques. L'actionneur reprend le principe d'un moteur pas à pas, et est composé de deux culasses, séparées par un entrefer et d'une pièce rotorique entre les pôles des culasses. Ces éléments sont en alliage Fer-Silicium ($\mu_r=3000$). La figure ci-dessous montre une vue en coupe de l'actionneur :

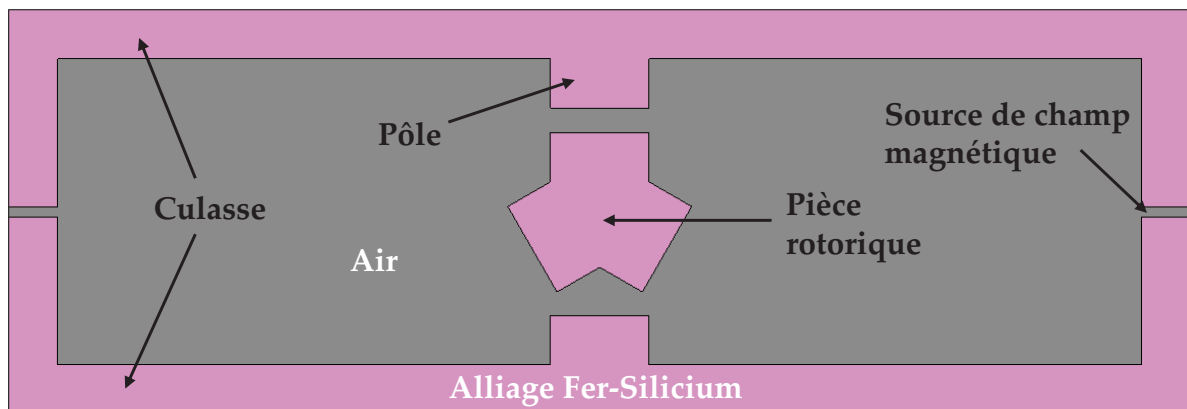


Figure 4-3 : Vue en coupe de l'actionneur

La culasse reste fixe au cours du temps. La pièce rotorique, quant à elle, a un mouvement de rotation autour de son centre de gravité. On définit ainsi un angle de rotation α entre sa position initiale et sa position actuelle :

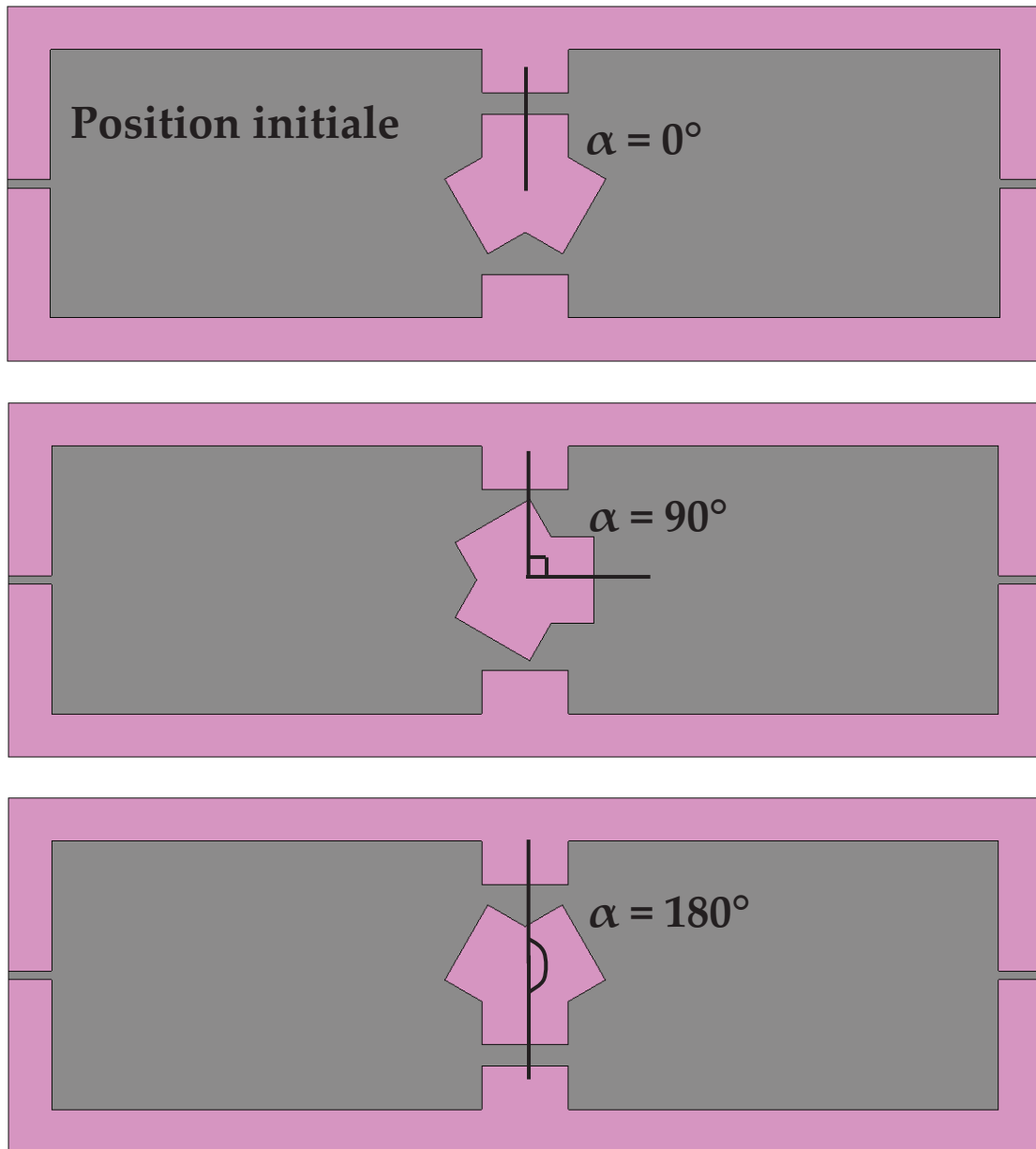


Figure 4-4 : Mouvement de la pièce rotorique au cours du temps

Des conditions de potentiel magnétique imposé sont appliquées sur les surfaces des culasses de part et d'autre des entrefers, sur les deux côtés des culasses :

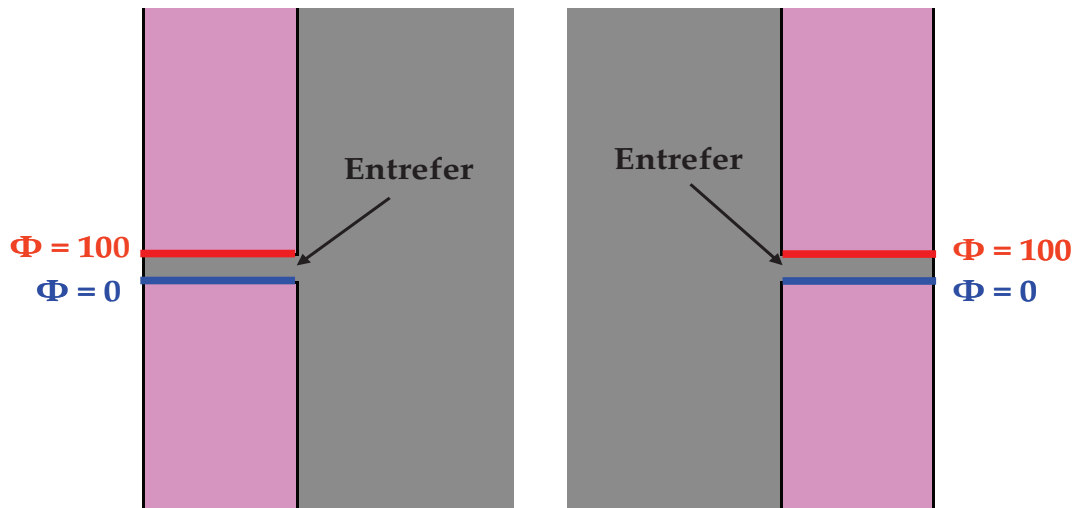


Figure 4-5 : Conditions de simulation

Cette différence de potentiel crée un champ magnétique dans les culasses. Le champ magnétique traverse la pièce rotorique avec une intensité différente suivant la position de celle-ci. Le but de la modélisation est donc de calculer le module du champ magnétique B en fonction de la position du rotor.

I.2. Modèle de référence

Un modèle éléments finis 3D (155000 nœuds) de l'actionneur a été construit afin de constituer une référence de simulation. Les conditions aux limites de la Figure 4-5 ont été appliquées sur les surfaces de la culasse. Une surface « capteur » est définie au niveau des pôles afin de calculer le module du champ magnétique :

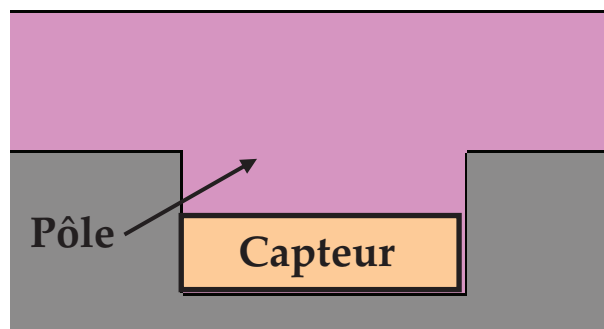


Figure 4-6 : Capteur de champ magnétique

La simulation du modèle éléments finis permet ainsi de calculer la valeur moyenne du champ magnétique dans le capteur en fonction de l'angle α de la pièce rotorique :

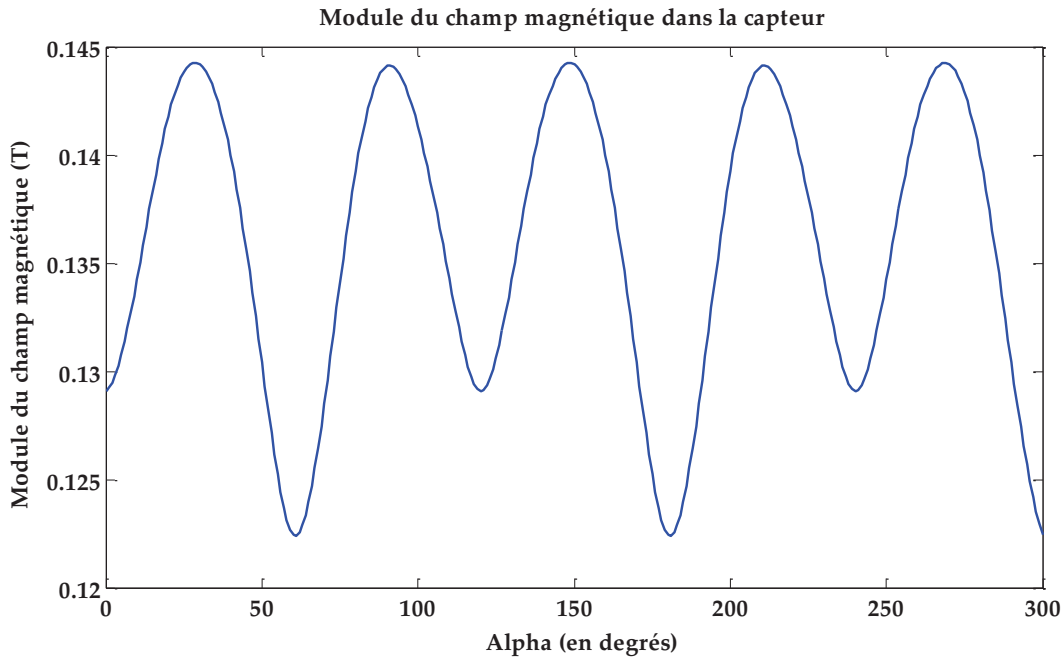


Figure 4-7 : Evolution du champ magnétique dans le capteur en fonction de l'angle du rotor

Le modèle éléments finis a ensuite été transposé au domaine thermique en appliquant l'analogie thermo-magnétique. La grandeur équivalente \vec{B}_T au champ magnétique dans le capteur est calculée en relevant les températures moyennes des lignes supérieures T_{sup} et inférieures du capteur T_{inf} (Figure 4-8).

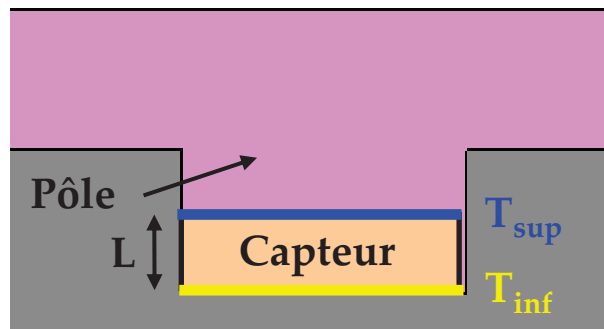


Figure 4-8 : Calcul de B_T dans le capteur

En effet, au niveau du pôle de la culasse, on peut considérer que le champ magnétique est unidirectionnel dans le pôle. Le calcul de ces températures permet donc de calculer le gradient thermique dans le capteur et ensuite le module de \vec{B}_T , par la formule (4-17) :

$$B_T = \frac{k(T_{sup} - T_{inf})}{L} \quad (4-17)$$

Le même calcul de la grandeur B_T sera effectué dans l'interface du capteur pour le modèle Flex-CTM.

La Figure 4-9 montre une bonne corrélation entre le calcul du module du champ magnétique B et le calcul de la grandeur équivalente B_T , quel que soit l'angle de rotation du rotor. L'erreur entre les deux grandeurs est toutefois un peu plus importante pour une rotation du rotor autour de 50° . Cet angle de rotation correspond à une position extrême où le pôle de la culasse supérieure et les pales du rotor sont les plus éloignées.

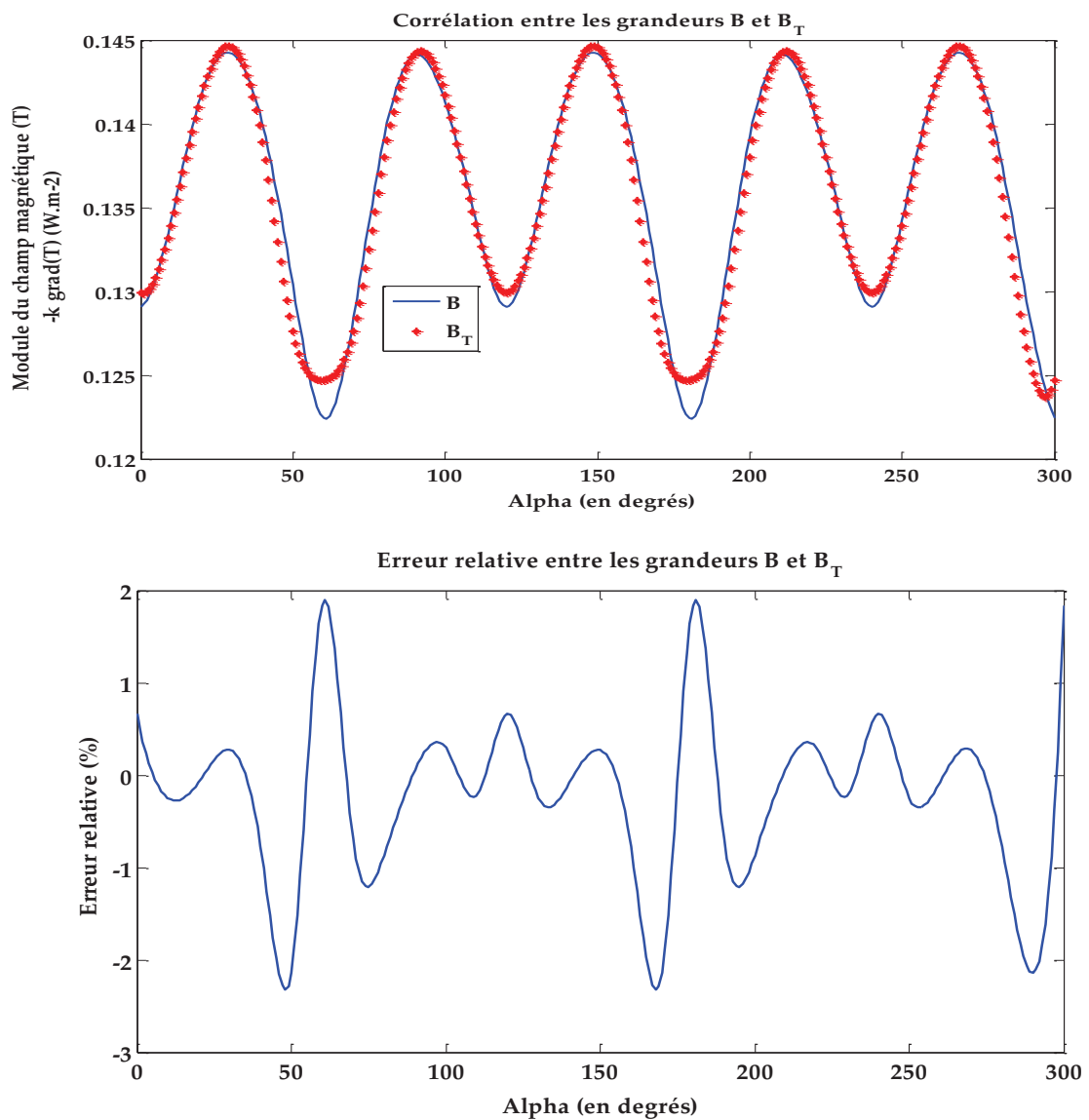


Figure 4-9 : Corrélation entre les grandeurs B et B_T

II. Application de la méthodologie

II.1. Contournement des limites

La méthodologie Flex-CTM permet de modéliser le comportement thermique d'un système électronique complexe. Elle résulte sur des modèles thermiques légers et indépendants des conditions aux limites, issus du couplage de micromodèles. Un micromodèle modélise le comportement thermique d'un élément **indéformable** du système complexe. En effet, si l'élément venait à être déformé, sa géométrie serait modifiée et donc le modèle numérique de l'élément également. Le micromodèle initial aurait alors un comportement thermique intrinsèque totalement différent du nouveau micromodèle généré après déformation.

Cette limite dans la méthodologie Flex-CTM est clairement représentée dans cas de l'actionneur. Conformément à la méthodologie, chaque élément de l'actionneur serait modélisé par un micromodèle. Le modèle Flex-CTM résulterait alors du couplage de quatre micromodèles (culasse supérieure, culasse inférieure, pièce rotorique et air). Or, la rotation du rotor provoque une déformation de l'air (Figure 4-10). Il faudrait donc théoriquement un micromodèle d'air différent pour chaque angle de rotation du rotor.

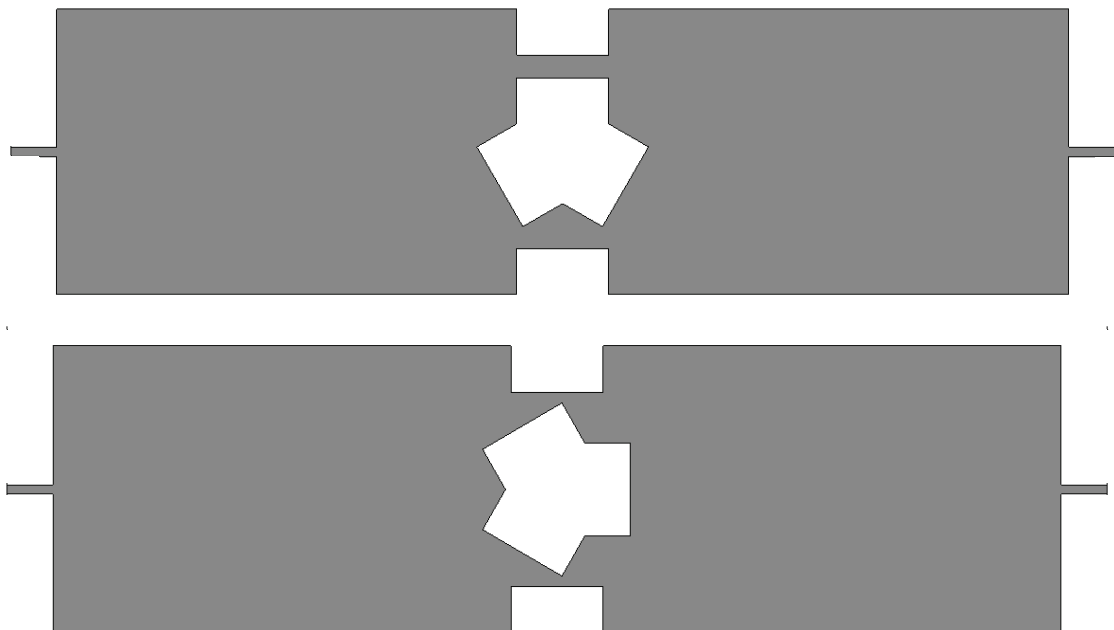


Figure 4-10 : Déformation de l'air

Afin de surmonter cette limite, l'air a été décomposé en deux éléments : une partie fixe et une partie mobile. On a donc défini un cube autour de la pièce rotorique délimitant la partie mobile de l'air. De cette manière, l'actionneur est décomposé en une partie fixe et une partie mobile :

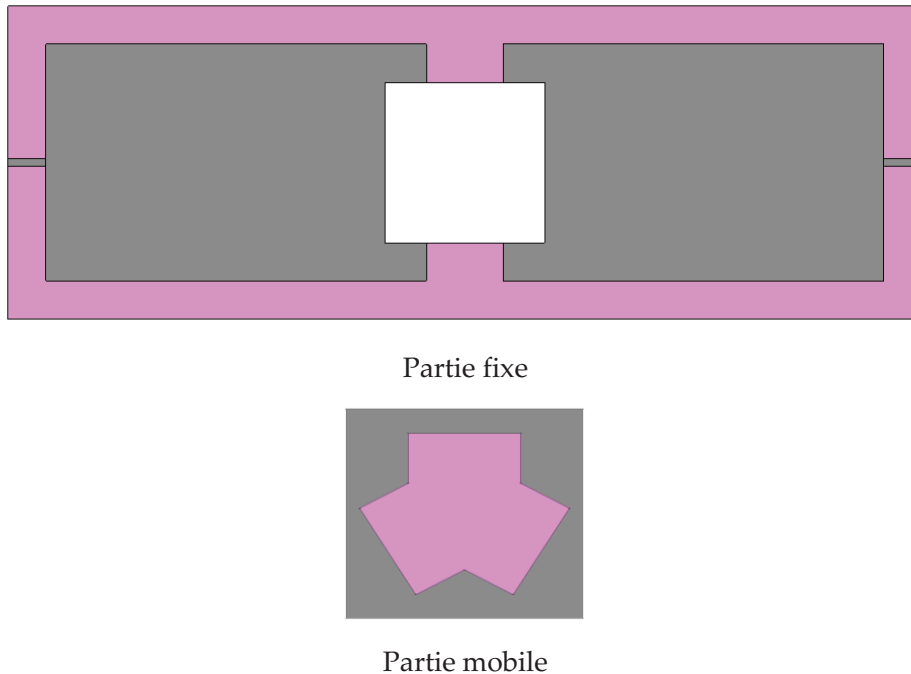


Figure 4-11 : Décomposition du système en deux parties

La construction d'un modèle Flex-CTM de la partie mobile, comme elle est illustrée par la Figure 4-11, permettrait alors de construire un modèle Flex-CTM global du système valable pour 4 angles de rotation du rotor (0° , 90° , 180° , 270°) par rapport aux interfaces couplées avec le modèle Flex-CTM de la partie fixe (Figure 4-12).

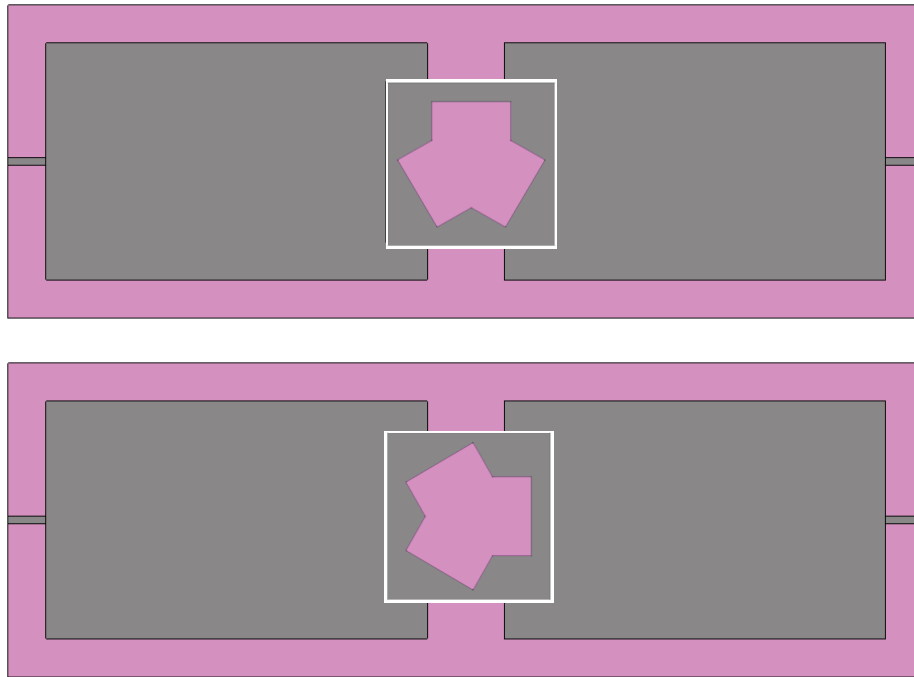


Figure 4-12 : Couplage de la partie mobile avec la partie fixe

On peut créer d'autres parties mobiles en appliquant une rotation du rotor à l'intérieur de la partie mobile afin de couvrir 4 angles de rotation supplémentaires. Ainsi, il est possible de créer des micromodèles de la partie mobile de l'air avec des angles de rotor différents :

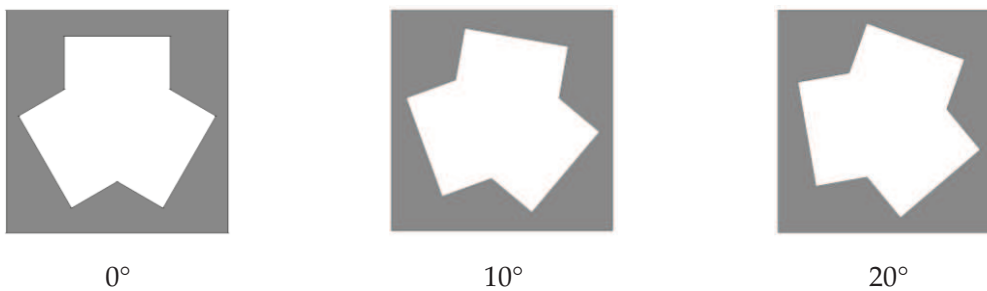


Figure 4-13 : Définition de différents éléments de l'air mobile

Ces trois modèles de l'air mobile permettent de couvrir toutes les positions de la pièce rotative avec un pas de 10° . En effet, chaque modèle permet de représenter 4 angles de rotation du rotor (Figure 4-12). Ces trois modèles permettent ainsi de prendre en compte 12 positions du rotor. De plus, la pièce rotative a une géométrie telle que le mouvement de celle-ci a une périodicité de 120° . Autrement dit, la configuration du système est équivalente pour une position du rotor à 0° ou à 120° . Cette périodicité permet donc d'utiliser les résultats trouvés pour les 12 positions précédentes afin de déterminer les autres positions.

Finalement, avec ces trois modèles de l'air mobile, nous pouvons calculer la grandeur B_T dans le capteur de la culasse supérieure, pour toute rotation du rotor de 0 à 360° avec une précision de 10°.

L'application de la méthodologie Flex-CTM dans ce cas, permettrait de créer un modèle Flex-CTM de la partie fixe du système, puis un modèle Flex-CTM « paramétré » de la partie mobile. Suivant la partie mobile utilisée et le sens de couplage du modèle, le modèle Flex-CTM permettrait de calculer le module du champ magnétique B dans le capteur pour plusieurs angles de rotation du rotor (Figure 4-14).

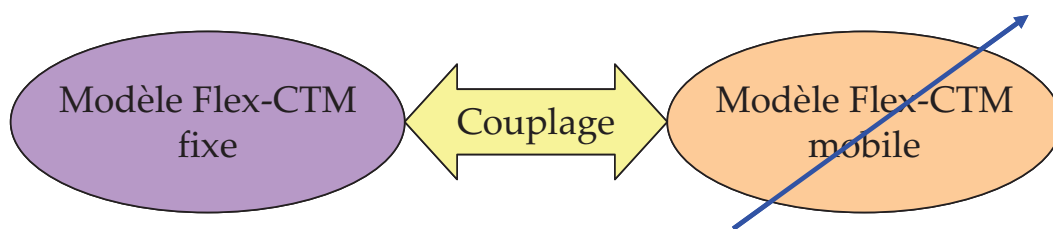


Figure 4-14 : Modèle Flex-CTM « paramétré »

II.2. Génération du modèle Flex-CTM

Comme cela a été précisé dans le paragraphe précédent, le modèle Flex-CTM du système magnétique résulte du couplage d'un modèle Flex-CTM fixe et d'un modèle Flex-CTM mobile. Dans cette application, la méthodologie permet notamment de construire un modèle Flex-CTM paramétré du système magnétique. Nous ne prendrons pas en compte l'aspect conception dans cette étude.

De ce fait, selon la première étape de la méthodologie, le système magnétique est décomposé en deux éléments correspondant aux parties fixe et mobile du système (Figure 4-11). Les modèles numériques de ces éléments ont été construits à l'aide de l'outil de modélisation par éléments finis. De plus, selon l'angle de rotation du rotor, trois modèles éléments finis de la partie mobile ont été construits (Figure 4-13). Les caractéristiques de ces modèles sont résumées dans le tableau ci-dessous.

Modèle	Nombre de nœuds	NnzG	Nombre d'interfaces		
			Couplage	Mesure	Température imposée
Partie mobile	99k	1.5M	12	1	4
Partie fixe	64k	900k	12	0	0

Tableau 3 : Caractéristiques des modèles extraits

Afin de conserver une précision maximale, les interfaces de couplage et de mesure ne sont pas sous-échantillonnées dans cette application. Seules celles sur lesquelles sont appliquées des températures imposées sont sous-échantillonnées en conservant 4 nœuds par interface. C'est le nombre minimal de nœuds que l'on puisse garder en utilisant la technique de sélection de nœuds par construction d'une interface virtuelle. Néanmoins, dans cette application, on aurait pu construire également un nœud virtuel (comme pour les interfaces sources) et relier tous les nœuds de l'interface à ce nœud virtuel par des résistances très faibles. Toutefois, cette technique de sélection reste assez spécifique à ce cas d'étude, car elle limite le caractère BCI des interfaces d'échange aux conditions de température imposée. Cette technique n'a donc pas été appliquée.

Dans le cas d'une étude en régime stationnaire, la réduction du modèle sous-échantillonné correspond à une réduction PACT du modèle où aucun pôle n'est conservé [KER-97]. Le paramètre fréquentiel de la réduction est alors fixé à 0Hz dans cette application. Cette réduction est aussi appelée condensation statique [GUY-65]. Le modèle réduit obtenu ne contient alors que les nœuds externes du modèle. Néanmoins, la matrice réduite obtenue par la méthode PACT est dense dans le sous-bloc des nœuds externes. Ayant conservé tous les nœuds d'interface comme nœuds externes des modèles, une réduction à cette étape de la méthodologie densifierait le nombre d'éléments dans les matrices des modèles et donc ralentirait la simulation élémentaire de ce modèle. La technique de réduction n'est donc pas appliquée dans un premier temps.

Les modèles sous-échantillonnés sont donc couplés par leurs interfaces respectives de couplage. Rappelons que le couplage du modèle de la partie fixe avec un modèle de la partie

mobile permet de couvrir 12 angles de rotation du rotor, selon les interfaces couplées et la périodicité du rotor.

Après couplage, les nœuds d'interfaces couplés ne sont plus considérés comme nœuds externes. La technique de réduction est alors appliquée afin de ne conserver en sortie que les nœuds d'interface de type température imposée et mesure. Les caractéristiques du modèle Flex-CTM sont comparées à celles du modèle de référence dans le Tableau 4:

Modèle	Nombre de nœuds	NnzG	Nombre de nœuds d'interface	
			Mesure	Température imposée
Modèle de référence	155k	2M	123	924
Modèle Flex-CTM	139	19k	123	16

Tableau 4 : Caractéristiques des modèles original et Flex-CTM

Sur un ordinateur PC avec des performances classiques (Intel Core 2 Duo, 3GHz, 4Go Ram), la génération d'un modèle Flex-CTM du système nécessite environ 8 minutes : 2 minutes pour l'extraction des modèles, 2 minutes pour le sous-échantillonnage, 2 minutes pour le couplage et 2 minutes pour la réduction statique. La génération d'un tel micromodèle nécessite environ 1Go de mémoire. En utilisant les deux processeurs du PC, on peut générer deux modèles Flex-CTM simultanément, correspondant à deux angles de rotation du rotor. Il faudra donc environ 32 minutes afin de construire les 12 modèles Flex-CTM, correspondant aux 36 positions du rotor.

III. Evaluation des résultats

Afin d'évaluer les performances du modèle Flex-CTM en termes de précision, les conditions de simulation appliquées sur le modèle de référence (Figure 4-5), sont également appliquées sur le modèle Flex-CTM. La grandeur thermique B_T équivalente au champ magnétique B est calculée pour tous les angles de rotation du rotor, par pas de 10° . L'interface de mesure est rectangulaire et compte 41 nœuds dans la longueur pour 3 nœuds dans l'épaisseur. Ainsi, afin de calculer B_T , nous évaluons les températures moyennes des lignes hautes et basses de l'interface (Figure 4-8). Les résultats de simulation des modèles de référence et Flex-CTM,

calculant le champ magnétique dans le capteur en fonction de l'angle du rotor sont illustrés par la Figure 4-15 :

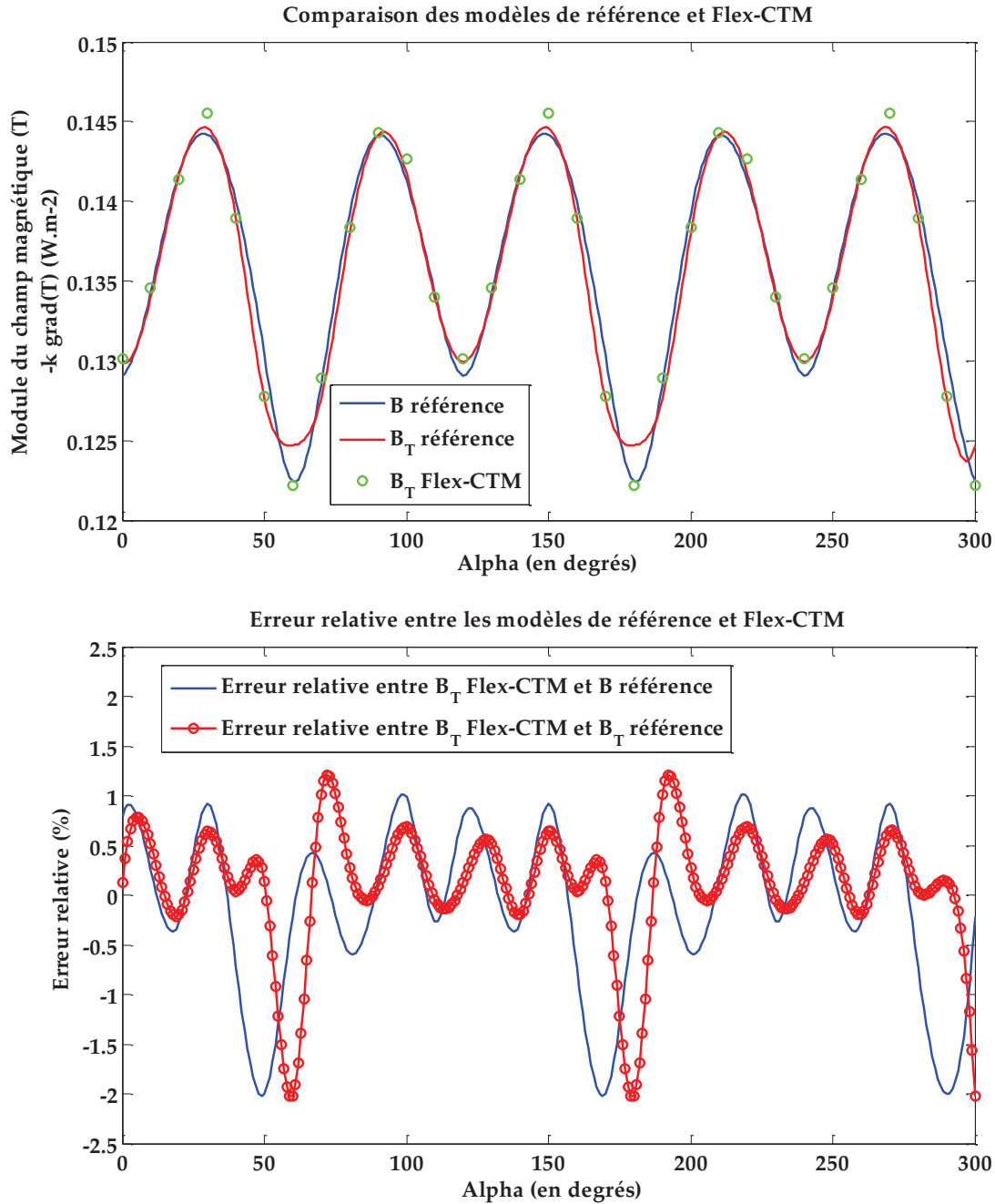


Figure 4-15 : Evaluation de la précision du modèle Flex-CTM

La courbe rouge illustre l'erreur entre les grandeurs B_T du modèle de référence et du modèle Flex-CTM. Elle symbolise donc l'erreur uniquement due à la méthodologie. Par ailleurs, les modèles des parties fixe et mobile du système n'ont pas été sous-échantillonnés et la réduction ne cause aucune erreur en régime stationnaire. Cette erreur est donc uniquement due au couplage des modèles.

Les simulations des modèles de référence et Flex-CTM montrent une cohérence de simulation du modèle selon l'angle de rotation du rotor. Néanmoins, on constate une légère erreur quel que soit l'angle de rotation du rotor entre les grandeurs B du modèle de référence et B_T du modèle Flex-CTM. Cette erreur est une combinaison entre l'erreur due à l'approximation du calcul de la grandeur B_T (Figure 4-9) et l'erreur de couplage.

De plus, on constate une erreur plus importante entre ces deux grandeurs pour un angle de rotation du rotor de 50° . Pour cet angle de rotation, l'erreur due à l'application de la méthodologie est quasiment nulle. L'erreur est donc principalement causée par l'approximation du calcul de B_T .

Enfin, on constate une erreur assez importante entre les grandeurs B_T du modèle de référence et du modèle Flex-CTM pour un angle de rotation du rotor de 60° . Cette erreur est donc due uniquement au couplage des modèles et semble compensée par l'approximation de calcul de B_T . En effet, pour un angle de 60° , l'erreur entre les grandeurs B du modèle de référence et B_T semble quasiment nulle.

Les caractéristiques des modèles de référence et Flex-CTM ont montré une grande diminution du nombre de nœuds et du nombre d'éléments dans la matrice G du modèle. Cette réduction diminue grandement le temps de simulation du modèle. En effet, une simulation à l'état stationnaire du modèle de référence dans une position nécessite environ une minute, alors qu'une simulation du modèle Flex-CTM dure moins d'une seconde.

Par ailleurs, la modification de l'angle du rotor sur le modèle de référence nécessite environ 10 minutes. En effet, cette modification induit une destruction du maillage du système, la modification de la géométrie, puis un remaillage de la géométrie. La même modification sur le modèle Flex-CTM nécessite seulement 4 minutes : 2 minutes pour le couplage du modèle de la partie fixe avec le modèle de la partie mobile approprié, puis 2 minutes pour la réduction du modèle. Finalement le Tableau 5 résume les temps de simulation à l'état stationnaire sur une position du rotor, et le temps de modification de la position du rotor des modèles de référence et Flex-CTM :

Modèle	Temps de simulation	Temps de modification
Modèle de référence	~1 minute	~10 minutes
Modèle Flex-CTM	<1 seconde	~4 minutes

Tableau 5 : Temps de modification et de simulation des modèles de référence et Flex-CTM

Notons que le temps de modification du modèle Flex-CTM est le temps maximal de modification car dans ce cas, tous les nœuds d'interface ont été conservés. Aucune réduction n'a donc été appliquée sur les modèles sous-échantillonnés. Si l'on accepte une dégradation de la précision du modèle, on peut sous-échantillonner les nœuds de couplage, puis appliquer une première réduction sur les modèles. Le couplage des deux modèles réduits est alors plus rapide. De plus, dans ce cas, une seconde réduction serait également appliquée afin de supprimer les nœuds de couplage des modèles.

Conclusion

La méthodologie Flex-CTM repose sur une démarche générale permettant de construire et d'interfacer des modèles légers dans le but de construire un modèle multi-niveaux d'un système complexe. La méthodologie peut s'appliquer à un domaine dès lors que le phénomène physique mis en jeu peut être modélisé par un réseau de résistances et de capacités équivalentes. Dans le cas de la modélisation en régime magnétostatique, la méthodologie Flex-CTM peut être une alternative à la traditionnelle modélisation par réseaux de réluctances et offre une possibilité d'exploration très rapide du système.

Il serait néanmoins intéressant de comparer le modèle Flex-CTM obtenu et le modèle réluctant de l'actionneur magnétique étudié sous différents critères : précision, compacité du modèle et capacité d'exploration ; et d'étendre ces travaux d'une manière générale aux phénomènes transitoires.

Bibliographie

[BON-97]: J. F. Bonnans, J. C. Gilbert, C. Lemaréchal et C. Dagastizabal, "Optimisation numérique: aspects, théories et pratiques", Mathématiques et Applications, Vol. 27, ISBN: 978-3-540-63183-5, Springer, 1997.

[DO-10]: T. P. Do, "Simulation dynamique des actionneurs et capteurs électromagnétiques par réseaux de réluctances : modèles, méthodes et outils", Thèse de doctorat de l'université de Grenoble, 2010.

[DRE-05]: J. Dréo, A. Pétrowski, P. Siarry and E. Taillard, "Métaheuristiques pour l'optimisation difficile", Eyrolles, 2005.

[GUY-65]: R. J. Guyan, "Reduction of Stiffness and Mass Matrices", AIAA Journal, Vol. 3, NO. 2, pp 380, 1965.

[KER-97]: K. J. Kerns and A. T. Yang, « Stable and Efficient Reduction of Large Multiport RC Networks by Pole Analysis via Congruence Transformations », IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, Vol. 16, NO. 7, pp. 734-744, July 1997.

[MIN-83]: M. Minoux, "Programmation mathématique : théorie et algorithmes", Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Tomes 1 et 2, Dunod, 1983.

[PEL-06]: B. du Peloux de Saint Romain, "Modélisation des actionneurs électromagnétiques par réseaux de réluctances. Création d'un outil métier dédié au prédimensionnement par optimisation", Thèse de doctorat UJF, 2006.

Conclusion Générale

« Les portes de l'avenir sont ouvertes à ceux qui savent les pousser. »

Coluche

Conclusion générale

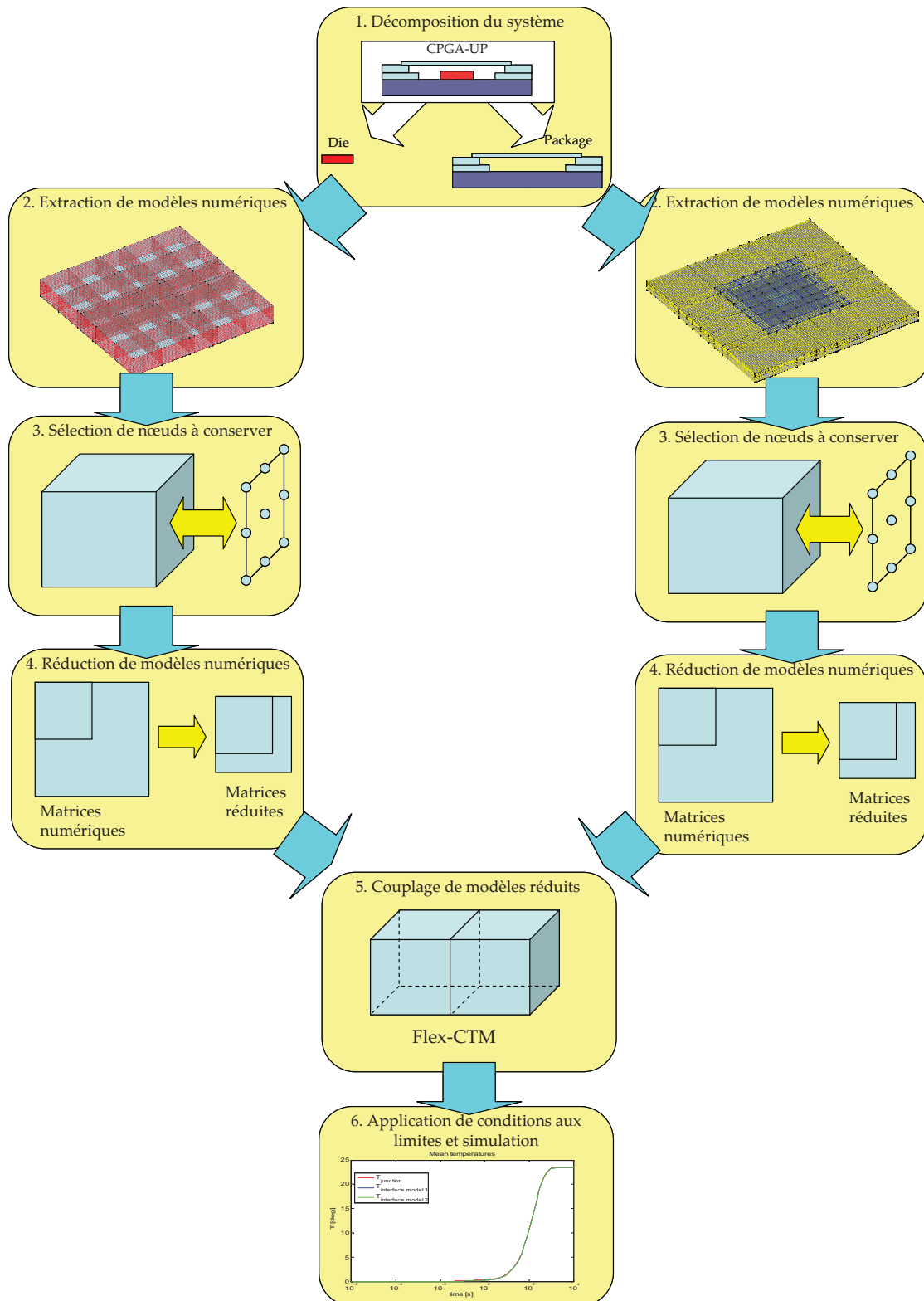
Les objectifs de ces travaux de thèse consistaient en trois points : définir un cahier des charges sur des modèles thermiques permettant d'effectuer une analyse d'un système électronique complexe dès la phase de conception power architecture, proposer une méthodologie de construction de modèles en réponse à ces spécifications et développer un prototype de modélisation basé sur la méthodologie proposée. Pour arriver à ces fins, nous avons suivi la démarche suivante.

La première partie a permis de mettre en surbrillance le besoin d'effectuer une analyse thermique dès la phase de conception power architecture afin de raffiner les spécifications de conception le plus tôt possible, et d'éviter des phases de reconception longues et coûteuses. A cette étape de la conception, la simulation du comportement thermique du système doit être rapide dans le but d'explorer plusieurs structures du système et de trouver la configuration optimale provoquant une élévation de température minimale du système. En outre, les systèmes électroniques complexes sont composés d'éléments à des échelles très différentes. Pour chaque échelle, les phénomènes thermiques prédominants mis en jeu sont différents. L'analyse thermique d'un tel système est donc partitionnée par niveau d'intégration. A chaque niveau, les modèles thermiques sont construits sous des hypothèses et des outils dédiés à ce niveau de modélisation. De ce fait, aucune communication des

modèles n'est possible entre les différentes équipes de conception. Afin d'effectuer une analyse thermique d'un système électronique complexe dès la phase de conception power architecture, les modèles doivent donc être à la fois rapides à simuler et multi niveaux.

Nous avons ainsi effectué un état de l'art sur les modèles thermiques existants pouvant répondre à ces deux axes de recherche. Premièrement, les modèles légers (analytiques, empiriques, DELPHI) permettent de simuler rapidement le comportement thermique d'un système électronique mais sont dédiés à un niveau spécifique de modélisation. Les modèles numériques quant à eux permettent de modéliser un système quelque soit le niveau de modélisation, mais sont lents à simuler. Il n'existe ainsi aucun modèle offrant un bon compromis entre une modélisation légère et multi niveaux.

Dans la seconde partie, nous avons proposé une nouvelle méthodologie permettant de construire des modèles légers homogènes à plusieurs niveaux de modélisation et de les interfacier afin de construire un modèle léger d'un système électronique complexe. La méthodologie est appelée Flex-CTM pour « Flexible Compact Thermal Modeling » et comporte 6 étapes illustrées par la figure ci-dessous.



Les modèles Flex-CTM satisfont au cahier des charges proposé dans la partie précédente et ont de nombreux avantages sur les modèles existants. Premièrement, ces modèles contiennent peu d'inconnues grâce à l'étape de réduction et sont donc rapidement simulables. Par ailleurs, les

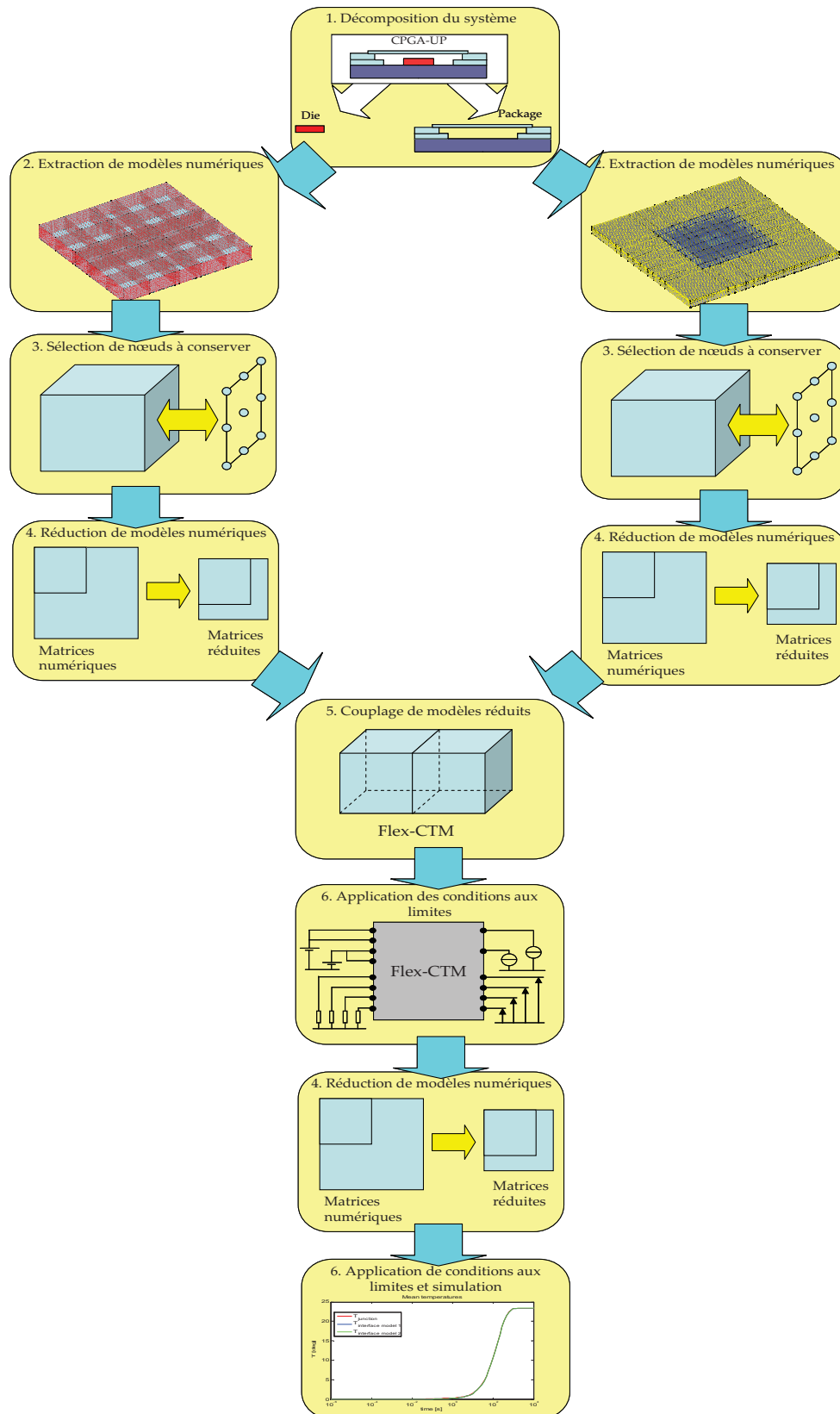
modèles Flex-CTM sont multi-niveaux dans le sens où ils résultent d'un couplage de modèles homogènes à différents niveaux de modélisation. Toutefois, l'utilisateur règle un compromis entre précision et compacité du modèle selon son utilisation. En outre, leur qualité flexible permet de modifier le modèle d'un élément du système indépendamment des autres et de le remplacer par un autre modèle.

Dans la troisième partie, la méthodologie Flex-CTM a été appliquée à un package électronique de type « Package on Package ». Puis deux scénarii de simulation ont été définis afin d'évaluer les performances de la méthodologie dans ce cas d'étude, sous des critères de précision, temps de simulation et flexibilité des modèles. Un troisième scénario a permis de mettre en évidence le compromis à trouver entre précision et compacité du modèle Flex-CTM par l'utilisateur.

Enfin, la quatrième partie a permis de montrer la pluridisciplinarité de la méthode. La méthodologie Flex-CTM comme elle a été développée dans la seconde partie permet de modéliser le comportement thermique d'un système électronique à l'aide de réseaux équivalents résistifs et capacitifs. Elle peut en réalité s'appliquer à tout domaine dans lequel le phénomène physique peut être décrit par un réseau de résistances et de capacités. La méthodologie Flex-CTM a donc été appliquée au domaine magnétostatique à travers le cas d'un actionneur électromagnétique. Pour cette application, la psychologie de la méthode permet de représenter un modèle paramétré de l'actionneur, offrant un net gain en termes de temps de simulation et de flexibilité pour une bonne précision de calcul. La méthodologie peut ainsi s'avérer une bonne alternative aux méthodes de modélisation magnétique existantes.

Suite à ces travaux, de nombreuses perspectives s'ouvrent alors sur le sujet de la modélisation légère et multi-niveaux. Premièrement, les matrices du modèle Flex-CTM restent assez denses, ce qui ralentit le temps de simulation du modèle. Par ailleurs, ce modèle contient tous les nœuds d'interface de couplage en nœuds externes qui sont inutiles pour la simulation. Afin de minimiser le nombre de nœuds du modèle, l'idée serait d'appliquer une seconde réduction sur le modèle Flex-CTM global avant la simulation. Les conditions aux limites pourraient alors être appliquées avant cette seconde réduction. De cette manière, les nœuds d'interface d'échange et les nœuds d'interface de couplage seraient assimilés à des nœuds internes et supprimés lors de cette seconde réduction. Cette dernière éliminerait dans le même

temps, beaucoup d'éléments non-nuls dans les matrices du modèle Flex-CTM et donc diminuerait le temps de simulation. La figure ci-dessous présente les nouvelles étapes qui pourraient être insérées afin d'améliorer la méthodologie Flex-CTM.



Toutefois, cette seconde réduction engendrerait une perte du caractère flexible des modèles. En effet, les nœuds d'interface de couplage seraient supprimés par la réduction, et les conditions aux limites seraient appliquées sur le modèle afin de supprimer également les nœuds d'interface d'échange. De plus, il serait plus difficile de déterminer a priori la fréquence de réduction du modèle Flex-CTM. En effet, ce modèle étant multi matériaux, la formule de calcul de la fréquence de réduction ne pourrait alors pas s'appliquer. Cette fréquence serait donc déterminée par dichotomie, afin de garantir un bon comportement du modèle en hautes fréquences. On pourrait néanmoins appliquer une autre méthode de réduction que la méthode PACT, puisque le modèle ne nécessite plus alors de conserver la géométrie des nœuds en sortie.

D'autre part, dans la partie 4, nous avons construit un modèle Flex-CTM paramétré d'un actionneur électromagnétique. Nous avons ensuite évalué les performances de ce modèle en comparant ses résultats de simulation à des simulations de référence d'un modèle numérique. Il aurait été intéressant de construire un modèle réducteur de l'actionneur et de comparer ses performances avec le modèle Flex-CTM en termes de précision et de compacité. De surcroît, cette comparaison permettrait de confronter la méthodologie Flex-CTM avec les méthodes actuelles de pré-dimensionnement et pourrait déboucher sur une étude plus approfondie de la méthodologie dans le domaine magnétique ou dans d'autres domaines de la physique.

Enfin, une investigation sur les modèles non-linéaires permettrait de prendre en compte la dépendance de la conductivité des matériaux avec la température et ainsi de se placer dans des conditions plus réalistes.

Annexes

Annexe 1: Pondération des nœuds de surface

Dans la méthode des éléments finis, une puissance totale appliquée sur une surface se décompose sur les nœuds de maillage appartenant à la surface selon :

$$Q_i = \int q \alpha_i d\Gamma \quad (\text{A1-1})$$

Où Q_i représente la puissance appliquée au nœud i , q la puissance surfacique dissipée sur la surface Γ et α_i la fonction de forme au nœud i sur l'élément surfacique d'appartenance du nœud.

En pratique, cette distribution non-uniforme de la puissance et des coefficients d'échange s'apparente à une surface équivalente d'un nœud de maillage différente selon la position du nœud sur la surface. Prenons pour exemple, une surface dissipant une puissance totale de $1W$ composée de quatre éléments rectangulaires de même surface.

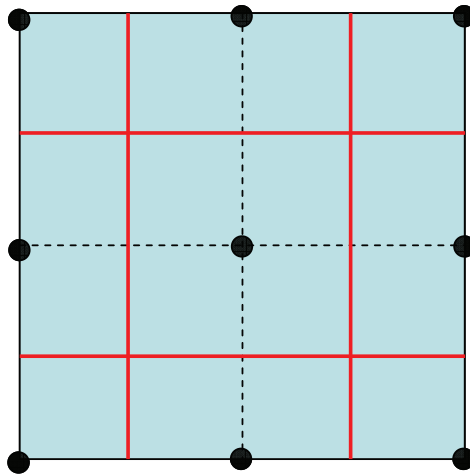


Figure A1-1 : Surface dissipatrice de puissance maillée régulièrement

La surface de chaque élément surfacique est décomposée en quatre parties égales et représente la surface équivalente à un nœud sur l'élément. Toutefois, un nœud peut appartenir à plusieurs éléments selon sa position sur une face. En effet, un nœud de coin n'appartient qu'à un élément surfacique, alors qu'un nœud d'arête appartient à deux éléments et qu'un nœud interne appartient à quatre éléments. Ainsi, la surface équivalente à un nœud de coin est quatre fois moins importante que celle d'un nœud interne et deux fois moins importante que celle d'un nœud d'arête. On obtient donc les relations :

$$S_{\text{coin}} = \frac{S_{\text{interne}}}{4} \quad S_{\text{arête}} = \frac{S_{\text{interne}}}{2} \quad (\text{A1-2})$$

Où S_{coin} (respectivement $S_{\text{arête}}$ et S_{interne}) représente la surface associée à un nœud de coin (respectivement nœud d'arête et nœud interne).

On peut calculer la surface équivalente d'un nœud en écrivant que la surface totale est égale à la somme des surfaces équivalentes des nœuds.

$$S_{\text{totale}} = \sum S_{\text{noeud}} = N_c * S_{\text{coin}} + N_b * S_{\text{arête}} + N_i * S_{\text{interne}} \quad (\text{A1-3})$$

Où N_c , N_b et N_i correspondent aux nombres de nœuds de coin, d'arête et internes. En utilisant, les relations (A1-2), on peut réécrire (A1-3) par :

$$S_{\text{totale}} = \left(\frac{N_c}{4} + \frac{N_b}{2} + N_i \right) S_{\text{interne}} \quad (\text{A1-4})$$

On peut donc en déduire la surface équivalente à un nœud interne et ainsi en déduire la surface équivalente pour n'importe quel nœud connaissant son type. Ainsi, sur chaque nœud appartenant à une source de puissance, on a appliqué une puissance nodale P_{noeud} égale à :

$$P_{\text{noeud}} = \frac{S_{\text{noeud}}}{S_{\text{totale}}} P_{\text{totale}} \quad (\text{A1-5})$$

Où S_{noeud} vaut S_{interne} si le nœud est interne, S_{coin} si le nœud est sur un coin ou $S_{\text{arête}}$ si le nœud appartient à une arête.

Ainsi, dans le cas d'une puissance totale de 1W dissipée par une surface de 1m² représentée dans la Figure A1-1, la puissance sur un nœud de coin vaut 1/16^e de watt, la puissance sur un nœud d'arête vaut 1/8^e de watt et la puissance sur un nœud interne vaut 1/4 de watt.

Par ailleurs, pour appliquer les coefficients d'échange thermique sur une surface du modèle extrait, il suffit d'appliquer une résistance thermique sur chaque nœud appartenant à cette interface. Le coefficient d'échange étant considéré uniforme sur toute la surface, l'expression de la résistance thermique de convection en chaque nœud de maillage vaut :

$$R_{\text{convection}}(\text{noeud}) = \frac{1}{h S_{\text{noeud}}} \quad (\text{A1-6})$$

Où $R_{\text{convection}}(\text{nœud})$ représente la résistance thermique de convection au nœud considéré, $S_{\text{nœud}}$ la surface équivalente du nœud et h le coefficient d'échange appliqué sur la surface d'échange.

Cette approche nous permet ainsi de calculer une surface équivalente à un nœud dans le cas d'une surface maillée régulièrement. D'une manière plus générale, la surface équivalente d'un nœud peut se calculer par l'aire de la cellule de Voronoï à laquelle le nœud appartient¹. En effet, le dual géométrique d'une triangulation de Delaunay est le diagramme de Voronoï de l'élément modélisé. Premièrement, rappelons ce qu'est un diagramme de Voronoï :

Soit S un ensemble de N nœuds d'un espace euclidien E . Pour chaque nœud n_i de S , la cellule de Voronoï $V(n_i)$ de n_i est l'ensemble des points de E qui sont plus proches du nœud n_i que de tous les autres nœuds de S . Le diagramme de Voronoï de S est la décomposition de E formé par les cellules de Voronoï des nœuds.

Le diagramme de Voronoï définit donc une décomposition de l'espace en régions dont la surface dépend de la position du nœud n_i par rapport aux autres nœuds de l'espace. On définit donc la surface équivalente à un nœud $S_{\text{nœud}}$ comme l'aire de la cellule de Voronoï du nœud. Dans le cas de la surface maillée régulièrement (Figure A1-1), on retrouve bien une proportion identique des surfaces équivalentes des nœuds, avec :

$$S_{\text{coin}} = \frac{S_{\text{interne}}}{4} \quad S_{\text{arête}} = \frac{S_{\text{interne}}}{2} \quad (\text{A1-7})$$

¹ [DAR-09] J. Dardenne, « Maillage 3D de structures anatomiques pour la simulation électromagnétique et thermique », Thèse de doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2009.

Titre :

Méthodologie d'analyse thermique multi niveaux de systèmes électroniques par des modèles compacts

Mots clefs :

Modélisation thermique compacte, Modélisation multi niveaux, Réduction de modèles, Microélectronique.

Résumé :

Au cours de ces dernières années, la taille des transistors a diminué considérablement permettant ainsi de réduire la taille des composants et de multiplier le nombre de composants dans un système. Cette condensation des transistors avec la montée en fréquence des circuits est à l'origine d'une augmentation drastique de la densité de puissance et d'une élévation importante de la température du composant, dommageable pour les performances de celui-ci.

Le but de ces travaux de thèse est de proposer une méthodologie de génération de modèles thermiques, légers (rapidement simulables) et indépendants des conditions aux limites, de systèmes électroniques complexes. Cette méthodologie permet de décomposer un système complexe en sous-éléments, de construire un modèle léger de chaque élément et de les reconnecter afin de recomposer le comportement thermique du système global. La méthodologie permet d'effectuer une analyse thermique du système tôt dans le processus de conception d'un système et offre de nombreux avantages par rapport aux modèles existants.

Title:

Methodology for multi level thermal analysis of electronic systems by compact models

Keywords:

Compact Thermal Modeling, Multi Level Modeling, Model Reduction, Microelectronics.

Abstract:

Over the past few years, the size of transistors has drastically decreased which enables to design smaller components and to add more and more components in electronic systems. The transistor technology reduction and the rise of the operating frequency have caused a dramatic increase of power density in Integrated Circuits and a high temperature rise of the component that can affect its performances.

The aim of the thesis is to suggest a new methodology to build boundary condition independent compact thermal models of complex electronic systems. This methodology enables to split the systems in elements, to build a compact thermal model of each element and to connect them to model the thermal behaviour of the whole system. The Flex-CTM methodology enables to perform a thermal analysis at an early stage of a system's design flow and has numerous advantages than existing thermal models.