UNIVERSITÉ DE LORRAINE | BIBLIOTHÈQUES UNIVERSITAIRES

AVERTISSEMENT
DROIT D'AUTEUR

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document. Toute contrefaçon, plagiat ou reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact bibliothèque : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr
(Cette adresse ne permet pas de contacter les auteurs)

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4
Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

UNIVERSITÉ DE LORRAINE
34 COURS LÉOPOLD — CS 25233
54052 NANCY CEDEX
TÉL : 03 54 50 54 00
CONTACT@UNIV-LORRAINE.FR
WWW.UNIV-LORRAINE.FR

Thèse

Présentée et soutenue publiquement pour l'obtention du titre de

DOCTEUR DE l'UNIVERSITE DE LORRAINE

Mention : Energie et Mécanique

Mohammed Riadh Berramdane

Sous la direction de Benjamin Rémy, Matthieu Urbain et Nicolas Blet

Exploration et mise en œuvre de modèles paramétriques prédictifs de type ARX pour l'estimation en temps réel de la température en électronique de puissance

18 mai 2026

Membres du jury :

Rapporteurs:	**M. Cyril BUTTAY**	**Directeur de recherche CNRS – Laboratoire AMPÈRE**
	M. Olivier QUEMENER	**Professeur des universités – Université d'Evry (LMEE)**
Examinateur:	**M. Nadir IDIR**	**Professeur des universités – Université de Lille (L2EP)**
Présidente:	**Mme. Nadine ALLANIC**	**Professeure des universités – Université de Nantes (GEPEA)**
Directeur de thèse:	**M. Benjamin REMY**	**Professeur des universités - Université de Lorraine (LEMTA)**
Co-directeur de thèse:	**M. Matthieu URBAIN**	**Maître de conférences – Université de Lorraine (LEMTA)**
Co-encadrement de thèse:	**M. Nicolas BLET**	**Maître de conférences – Université de Lorraine (LEMTA)**
	M. Alexandre BATTISTON	**Docteur- IFP Energies nouvelles**
Membre invité	**M. Michele BARDI**	**Docteur- IFP Energies nouvelles**

Résumé

La gestion thermique constitue aujourd'hui un enjeu majeur dans les systèmes d'électronique de puissance, notamment avec l'augmentation des densités de puissance et l'introduction des semi-conducteurs à large bande interdite (WBG). Dans ces dispositifs, la température de jonction représente une variable critique pour la fiabilité et les performances. Toutefois, cette température reste difficilement accessible expérimentalement en raison de l'encapsulation des composants et des contraintes d'intégration. Le développement de modèles capables d'estimer les températures internes à partir de signaux mesurables constitue un enjeu central pour la surveillance thermique des convertisseurs de puissance.

Cette thèse s'intéresse au développement de méthodes de modélisation thermique adaptées aux systèmes d'électronique de puissance, en combinant approches de modélisation et approches basées sur les données. Dans un premier temps, les modèles thermiques compacts classiques de type RC (Foster et Cauer) sont étudiés afin d'analyser leurs capacités et leurs limites. Une approche hybride est ensuite proposée afin d'améliorer la robustesse de l'estimation de la température de jonction en exploitant la mesure de la température de la base de la semelle d'aluminium et la modélisation 3D réduite à des modèles RC pour remonter à la température de jonction.

Dans un second temps, la thèse explore l'utilisation de modèles issus de l'identification de systèmes, en particulier les modèles ARX (Auto-régressif avec entrées exogènes), pour reconstruire différentes températures d'intérêt à partir de signaux mesurables. Ces modèles permettent notamment d'estimer des températures difficilement accessibles expérimentalement dans certaines configurations de refroidissement.

Afin d'améliorer la robustesse des estimations thermiques, l'étude est étendue aux structures MISO-ARX (Entrées multiples, sortie unique), qui exploitent simultanément plusieurs mesures thermiques issues de capteurs répartis sur la carte. Un algorithme d'optimisation par essaim de particules (PSO) est utilisé pour sélectionner automatiquement les entrées les plus pertinentes parmi les thermocouples, la NTC (Thermistance à coefficient de température négatif) et les pertes dissipées. Les résultats montrent que l'intégration de mesures thermiques locales améliore la capacité de généralisation des modèles ARX lorsque les conditions de refroidissement varient.

Dans son ensemble, ce travail montre que la combinaison de la modélisation 3D, des mesures thermiques locales et des techniques d'identification permet de développer des capteurs virtuels thermiques robustes et généralisables pour les systèmes d'électronique de puissance.

Abstract

Thermal management has become a major challenge in modern power electronics systems, particularly with the increase in power density and the introduction of wide bandgap (WBG) semiconductors. In these devices, junction temperature is a critical variable that directly affects reliability and performance. However, this temperature is difficult to measure experimentally due to device encapsulation and integration constraints. Consequently, developing models capable of estimating internal temperatures from measurable signals has become essential for the thermal monitoring of power converters.

This thesis focuses on the development of thermal modeling approaches adapted to power electronics systems by combining modeling techniques and data-driven methods. First, classical compact thermal models based on RC networks (Foster and Cauer structures) are studied in order to analyze their capabilities and limitations. A hybrid approach is then proposed to improve the robustness of junction temperature estimation by exploiting measurements of the baseplate temperature and 3D reduced simulations.

In a second step, the thesis investigates system identification techniques, particularly ARX (AutoRegressive with eXogenous inputs) models, to reconstruct several temperatures of interest from measurable signals. These models make it possible to estimate temperatures that are difficult or impossible to measure directly in certain cooling configurations.

To further improve the robustness of thermal estimation, the study is extended to MISO-ARX (Multiple-Input Single-Output) structures, which exploit multiple thermal measurements obtained from sensors distributed across the electronic board. A Particle Swarm Optimization (PSO) algorithm is used to automatically select the most relevant inputs among thermocouples, the NTC sensor, and the dissipated power losses. The results show that integrating local thermal measurements significantly improves the generalization capability of ARX models when cooling conditions vary.

Overall, this work demonstrates that combining 3D reduced modeling, local thermal measurements, and system identification techniques enables the development of robust and generalizable virtual thermal sensors for power electronics systems.

Remerciements

Je tiens tout d'abord à exprimer ma profonde gratitude à Alexandre Battiston pour la confiance qu'il m'a accordée et pour son accompagnement tout au long de cette thèse. Son soutien a été déterminant, en particulier dans les moments les plus difficiles, où sa présence, ses conseils et sa bienveillance m'ont permis de continuer à avancer. Sans lui, je n'aurais probablement pas pu mener ce travail à son terme. J'espère sincèrement être à la hauteur de cette confiance, tant dans cette thèse que dans les travaux que nous poursuivrons ensemble.

Je remercie également très sincèrement Benjamin Remy, directeur de thèse, Matthieu Urbain, co-directeur, ainsi que Nicolas Blet pour leur encadrement, leur suivi et leurs conseils tout au long de ce travail. Leur disponibilité et leur rigueur ont été essentiels à l'aboutissement de cette thèse.

J'adresse mes remerciements à IFP Énergies nouvelles pour le financement de ce projet et pour m'avoir offert un cadre de travail exceptionnel. Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Fabrice Le Berr pour m'avoir accueilli au sein du département et pour son soutien, notamment dans certains moments difficiles de la thèse. Je remercie également l'ensemble de l'équipe R10 pour l'ambiance de travail agréable et l'entraide quotidienne. Je souhaite également remercier Najla Haje Obeid pour son aide précieuse apportée à la fin de cette thèse.

Je tiens également à remercier les membres du jury, Cyril Buttay, Olivier Quemener, Nadine Allanic et Nadir Idir, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce travail en acceptant d'en être les rapporteurs et examinateurs.

Je souhaite également remercier mes amis pour leur présence, leur soutien et les moments partagés tout au long de cette aventure. Leur énergie et leurs encouragements ont été d'un grand réconfort.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance la plus profonde envers ma famille, en particulier mes parents et mes sœurs, pour leur soutien inconditionnel, leur patience et leur amour. Ils ont toujours cru en moi et m'ont donné la force d'avancer, même dans les moments les plus difficiles. Rien de tout cela n'aurait été possible sans eux.

Enfin, je souhaite adresser un remerciement tout particulier à ma sœur, Nour El Houda. Même si elle n'est plus parmi nous aujourd'hui, elle reste une source immense de motivation dans ma vie. Sans elle, je ne serais pas la personne que je suis aujourd'hui. J'espère de tout cœur qu'elle est fière de moi. Sa présence et son souvenir m'accompagnent chaque jour.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE : .....

CHAPITRE I: METHODES DE REFROIDISSEMENT ET DE MODELISATION THERMIQUE POUR LES COMPOSANTS WBG.....1

I.1 INTRODUCTION : 1
I.2 DEVELOPPEMENT DES SEMICONDUCTEURS DANS L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE 2
I.2.1 Introduction 2
I.2.2 Les semiconducteurs WBG 3
I.2.3 Défis Thermiques et Défaillances des Semiconducteurs 5
I.3 GESTION DE LA CHALEUR DANS LES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE 8
I.3.1 Introduction 8
I.3.2 Les Méthodes de Refroidissement Existantes.....9
I.3.2.1 Transfert thermique par conduction solide.....10
I.3.2.2 Technologies de refroidissement à air.....12
I.3.2.3 Technologies de refroidissement par liquide.....13
I.3.2.4 Technologies de refroidissement par changement de phases.....15
I.3.3 Classification des Systèmes de Refroidissement pour les Composants WBG.....17
I.3.3.1 Critères de Classification 17
I.3.3.2 Systèmes de Refroidissement Adaptés aux WBG.....19
I.4 MODELISATION THERMIQUE DES SEMI-CONDUCTEURS 21
I.4.1 Introduction 21
I.4.2 Les Modèles thermique 22
I.4.2.1 Modèle numérique 22
I.4.2.2 Modèle analytique 23
I.4.2.3 Modèles de réseaux thermiques 24
I.4.3 Calcul des paramètres des modèles à réseaux thermiques 27
I.4.3.1 Extraction à partir des fiches techniques – modèle Foster.....27
I.4.3.2 Extraction par angle de diffusion – modèle Cauer.....28
I.4.3.3 Extraction par simulation FEM – modèles Foster & Cauer.....31
I.5 CONCLUSION ET OBJECTIF 35

CHAPITRE II: METHODES DE MODELISATION THERMIQUE POUR L'ESTIMATION DE LA TEMPERATURE DE JONCTION DANS LES DISPOSITIFS DE PUISSANCE.....38

II.1 INTRODUCTION 38
II.2 ETUDE ET OPTIMISATION DU CALCUL DE L'ANGLE DE DIFFUSION POUR UN MODELE CAUER : 39
II.2.1 Évaluation de l'utilisation d'un angle de diffusion fixe (45°) 40
II.2.1.1 Cas d'une seule couche.....41
II.2.1.2 Cas Multicouche.....44
II.2.2 Proposition d'une méthode de calcul de l'angle de diffusion dans un cas multicouche : 45
II.2.2.1 Calcul de l'angle de diffusion sans couplage thermique : 45
II.2.2.2 Calcul de l'angle de diffusion avec couplage thermique :.....48
II.2.2.3 Évaluation de la méthode proposée 51
II.3 EXTRACTION D'UN MODELE RC FOSTER REDUIT A PARTIR D'UNE SIMULATION 3D ET PROPOSITION D'EXTENSION VERS UN MODELE HYBRIDE ASSOCIANT FOSTER ET MESURE EXPERIMENTALE 56
II.3.1 Introduction 56
II.3.2 Démarche d'extraction d'un modèle réduit de type RC Foster à partir d'une simulation 3D 58
II.3.2.1 Architecture de la carte de puissance et modélisation de l'environnement de simulation 58
II.3.2.2 Explication du cas d'étude.....63
II.3.2.3 Démarche d'extraction du modèle RC.....64
II.3.2.4 Comparaison du modèle RC extrait par rapport à la simulation 67
II.3.3 Optimisation du Modèle RC Foster avec un modèle RC hybride 69

II.3.3.1 Présentation et validation du RC hybride par simulation....69
II.3.3.2 Application du RC hybride sur la maquette expérimentale du cas simulé....73
II.3.3.3 Estimation de l'erreur de mesure du thermocouple....76
II.4 CONCLUSION....80

CHAPITRE III: MISE EN PLACE ET ANALYSE DE PREMIERES APPROCHES DE TYPE ARX SUR LA THERMIQUE D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE....84

III.1 INTRODUCTION....84
III.2 TYPES DE MODELES....85
III.2.1 Les modèles de type boîte blanche....85
III.2.2 Les modèles de type boîte noire....85
III.2.3 Les modèles de type boîte grise....86
III.3 CLASSEMENT DES SYSTEMES....86
III.3.1 Système....86
III.3.2 Système monovariables/multivariables....87
III.3.3 Système linéaire et non linéaire....87
III.3.4 Système invariant....88
III.3.5 Système continu / échantillonné....88
III.3.6 Système causal....89
III.4 PRESENTATION DES MODELES ARX....89
III.4.1 Le modèle ARX et les systèmes linéaires et invariants en temps (LTI)....89
III.4.1.1 Les systèmes linéaires et invariants en temps (LTI)....89
III.4.1.2 Méthode des moindres carrés (LMS)....90
III.4.1.3 Les réponses impulsionnelles....91
III.4.1.4 Introduction au modèle ARX....94
III.4.2 L'approche ARX SISO/MISO....96
III.4.2.1 SISO ARX....96
III.4.2.2 MISO ARX....99
III.4.3 Algorithme d'implémentation du modèle ARX....100
III.4.3.1 Modes d'application d'un modèle ARX....100
III.4.3.2 Identification du modèle ARX....101
III.4.3.3 Processus de développement proposé pour l'identification et la validation du modèle ARX....106
III.5 INTEGRATION DU MODELE ARX POUR LA PREDICTION DES TEMPERATURES DE LA CARTE DE PUISSANCE....112
III.5.1 Application du modèle ARX pour la reconstruction de températures d'intérêt sur la carte....112
III.5.2 Données utilisées / protocole d'essais....115
III.5.3 Test du modèle SISO ARX....117
III.5.3.1 Apport des optimisations intégrées dans l'algorithme ARX développé et comparaison avec le modèle RC 119
III.5.3.2 Validation du profil d'identification ARX : influence de l'amplitude, de la durée et du gabarit du cycle thermique 123
III.5.3.3 Validation croisée du modèle SISO ARX et évaluation de sa robustesse sous différentes conditions de convection 130
III.6 CONCLUSION....136

CHAPITRE IV: MODELES MISO ARX OPTIMISES POUR LES CAS D'APPLICATION EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE. 139

IV.1 INTRODUCTION....139
IV.2 ESSAIM PARTICULAIRE (PARTICLE SWARM OPTIMIZATION) PSO....140
IV.2.1 Principe général de la méthode....141
IV.2.2 Mise en œuvre....141
IV.2.2.1 Création de la population initiale....141
IV.2.2.2 Mise en forme du problème dans le cadre du modèle MISO-ARX....141
IV.2.2.3 Fonction objectif — sélection guidée par l'ajustement de calibration....142

IV.2.2.4 Mise à jour des particules (régénération PSO)....142
IV.2.2.5 Critères d'arrêt....143
IV.2.2.6 Espace de recherche des paramètres du modèle....143
IV.2.3 Organigramme....144
IV.3 VALIDATION DU MODELE MISO ARX....146
IV.3.1 Manipulation expérimentale....147
IV.3.1.1 Immersion en convection naturelle....147
IV.3.1.2 Immersion en convection forcée....148
IV.3.2 Validation du modèle MISO ARX à partir de la convection naturelle dans l'air....148
IV.3.2.1 Sélection de la meilleure combinaison d'entrées avec le PSO....149
IV.3.2.2 Effet des pertes sur la robustesse du modèle MISO ARX....153
IV.3.2.3 Importance du choix de la NTC pour un modèle MISO ARX robuste....157
IV.3.2.4 Extraction d'un modèle ARX robuste pour l'ensemble des modes de refroidissement étudiés....161
IV.3.2.5 Extraction d'un modèle MISO–ARX robuste incluant l'influence de la proximité spatiale des entrées et du bruit....165
IV.4 IMPLEMENTATION D'UN CAPTEUR VIRTUEL....170
IV.5 LIMITES EXPERIMENTALES DES MODELES RC ET PERSPECTIVES POTENTIELLES DES MESURES PAR TSEPS POUR L'IDENTIFICATION ARX....174
IV.5.1 Introduction....174
IV.5.2 Utilisation d'un modèle ARX issu d'une mesure TSEP pour l'estimation de la température de jonction....176
IV.6 CONCLUSION....178
CONCLUSION GENERALE....181
PERSPECTIVES....183
ANNEXE.1 IMPACT DU NOMBRE D'ENTREES SUR LA PERFORMANCE ET LE TEMPS D'OPTIMISATION DU MODELE MISO–ARX....185
ANNEXE.2 INFLUENCE DU NOMBRE DE PARAMETRES SUR LA PARCIMONIE ET LA ROBUSTESSE DU MODELE ARX 187
ANNEXE.3 MODELE MISO ARX NON OPTIMISE PAR UN L'ALGORITHME D'OPTIMISATION PSO....190
ANNEXE.4 MODELE MISO ARX OPTIMISE POUR UN PROFIL D'IDENTIFICATION EN CONVECTION NATURELLE DANS L'AIR ET UNE CALIBRATION EN CONVECTION FORCEE DANS L'AIR....194
ANNEXE.5 METHODE D'EXTRACTION DYNAMIQUE DU VTH....198
1.Principe de la dépendance en température de la tension de seuil VTH....198
2.Extraction dynamique de la tension de seuil VTH lors du transitoire de mise en conduction....199
3.Influence de la boucle de grille sur la tension de seuil dynamique....201
4.Circuit de mesure en ligne de la tension de seuil dynamique....202
5.Calibration de la tension de seuil dynamique et influence de Rg, ext....205
6.Utilisation d'un modèle ARX issu d'une mesure TSEP pour l'estimation de la température de jonction....209
BIBLIOGRAPHIE :....214

LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATION

		Signification
Abréviations	EP	Power Electronics (Électronique de puissance)
	FEM	Finite Element Method (Méthode des éléments finis)
	CFD	Computational Fluid Dynamics (Mécanique des fluides numérique)
	TIM	Thermal Interface Material (Matériau d'interface thermique)
	IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor (Transistor bipolaire à grille isolée)
	MOSFET	Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor (Transistor à effet de champ métal-oxyde-semiconducteur)
	Si	Silicon (Silicium)
	SiC	Silicon Carbide (Carbure de silicium)
	GaN	Nitrure de Gallium
	NTC	Negative Temperature Coefficient (thermistor) /Thermistance à coefficient de température négatif
	WBG	Wide Band Gap (Semi-conducteurs à large bande interdite)
	ARX	AutoRegressive with eXogenous inputs (Auto-régressif avec entrées exogènes)
	MISO	Multiple-Input Single-Output (Entrées multiples, sortie unique)
	SISO	Single-Input Single-Output (Entrée unique, sortie unique)
	PSO	Particle Swarm Optimization (Optimisation par essaim de particules)
	TSEP	Thermo-Sensitive Electrical Parameter (Paramètre électrique sensible à la température)
	RC	Resistor-Capacitor Network (Réseau résistances-capacités)
	LMS	Least Mean Squares (Méthode des moindres carrés)
	LTI	Linear Time-Invariant (Système linéaire invariant dans le temps)
Symboles	P	Puissance dissipé (pertes) $[W]$
	P_{avg}	Puissance moyenne dissipé $[W]$
	R_{th}	Résistance thermique $[K/W]$
	C_{th}	Capacité thermique $[J/W]$
	T_c	Température de boitier $[°C]$
	T_j	Température de jonction $[°C]$
	T_b	Température de la base de la semelle du PCB $[°C]$
	T_{amb}	Température ambiante $[°C]$
	h_{conv}	Coefficient de convection thermique $[W/m^2.K]$
	A_{eff}	Surface effective $[mm^2]$
	Q_{max}	Densité de flux thermique maximale dissipé $[W/cm^2]$
	y	Sortie
	u	Entrée
	n_a	Ordre autorégressif
	n_b	Ordre exogène
	n_k	Délai du modèle
	r	Résidu du modèle
	fit	Indice d'ajustement [%]

LISTE DES FIGURES

Figure I-1 Développement de la densité de puissance dans la génération des IGBT[6]. 2
Figure I-2 Projection du marché des semi-conducteurs WBG par application de puissance et classement en tension pour 2026 5
Figure I-3 Flux thermique en fonction de la fréquence de commutation dans différents rapports cycliques pour un IGBT typique [6] 6
Figure I-4 Causes de défaillance des systèmes électroniques de puissance [12] 7
Figure I-5 Flux de chaleur pour divers dispositifs électroniques de puissance à différentes échelles physiques et mise en correspondance avec la technologie ou l'approche de refroidissement [2]..... 8
Figure I-6 Circuit thermique [5]. 9
Figure I-7 Dissipateur de chaleur et dissipateur thermique [5]. 11
Figure I-8 a- Plaque froide et b- micro-canaux [5]. 13
Figure I-9 Refroidissement par impact de jet : (a) jet à surface libre, (b) jet immergé, et (c) jet confiné immergé [5]. 15
Figure I-10 Caloduc [5] 16
Figure I-11 Pulvérisation [5] 17
Figure I-12 Diagrammes à barres comparant les principales techniques de gestion thermique : (a) techniques solides, (b) par refroidissement gazeux, (c) par refroidissement liquide, et (d) par refroidissement diphasique [5]. 18
Figure I-13 Classement des techniques de refroidissement par rapport au $Qmax$ 19
Figure I-14 Modèle Cauer [40] 25
Figure I-15 Modèle Foster [40] 26
Figure I-16 Courbe d'impédance thermique transitoire de la fiche technique[55] 28
Figure I-17 Chemin de propagation de la chaleur en fonction de l'angle de diffusion θ 29
Figure I-18 Description exacte du chemin de propagation de la chaleur du module IGBT [60]. ... 30
Figure I-19 Réseau thermique compact tridimensionnel [7]. 33
Figure I-20 Points de contrôle de la température sur les puces IGBT et les diodes. [53] 34
Figure II-1 La structure de couche étudiée dans un cas FEMM 4.2 40
Figure II-2 Cas d'une seule couche 41
Figure II-3 Couche divisée sur deux surfaces 42
Figure II-4 Simulation FEMM d'une seule couche 43
Figure II-5 Variation de l'erreur de Rth en fonction de l'angle de diffusion 43
Figure II-6 Cas multicouche sans couplage thermique avec son modèle Cauer équivalent (45°) .. 44
Figure II-7 schéma représentatif de la variation de la température en fonction de la distance 46
Figure II-8 Détection de l'angle de diffusion 47
Figure II-9 Simulation FEMM montrant l'effet du couplage thermique entre deux puces. 48
Figure II-10 Distribution de la température et direction du flux de chaleur entre deux sources de puissance P1 et P2 [62]. 49
Figure II-11 Effet du couplage thermique sur la puce droite 50
Figure II-12 Modèle Cauer avec couplage thermique. 52
Figure II-13 Variation de la température en fonction de la distance entre les puces 53
Figure II-14 Comparaison entre les températures de FEMM et de la méthode développée en variant les puissances des puces 55
Figure II-15 Zone de dissipation thermique 3D dans une couche unique 56
Figure II-16 Modèle Foster 57
Figure II-17 Modèle Cauer 57
Figure II-18 La carte électronique utilisée 59
Figure II-19 La configuration H-bridge 59

Figure II-20 Paramètres de chaque couche de la carte PCB IMS 60
Figure II-21 Carte 1 intégrée dans Ansys Icepak 61
Figure II-22 Résistance thermique jonction-boîtier..... 61
Figure II-23 Evolution du coefficient de transfert de la chaleur 62
Figure II-24 Le modèle thermique 3D proposé 65
Figure II-25 Simulation thermique de la carte étudiée 68
Figure II-26 Simulation Ansys Icepak vs Modèle RC Foster 68
Figure II-27 Représentation du modèle RC hybride 69
Figure II-28 Prédiction de la température de jonction sous puissance variable et $hconv$ auto-ajusté : comparaison entre modèles : simulation, RC hybride et RC extrait à puissance constante 71
Figure II-29 Simulation d'un dissipateur avec 10 ailettes / Comparaison avec le RC hybride..... 72
Figure II-30 La carte instrumentée 73
Figure II-31 Montage expérimental en convection naturelle 74
Figure II-32 Comparaison entre la simulation, le modèle RC réduit et la jonction estimée expérimentalement par RC hybride 75
Figure II-33 Cas de simulation du thermocouple 76
Figure II-34 Les différents cas de simulation (thermocouple) 77
Figure II-35 Résultats de comparaison des thermocouples 78
Figure II-36 Modèle RC hybride ajustée avec une correction de l'erreur de mesure estimé 79
Figure II-37 Comparaison entre la simulation par éléments finis estimée et la jonction estimée expérimentalement avec le RC hybride et la correction de mesure ……80
Figure III-1 Schéma d'un système 87
Figure III-2 Système monovariable (a), système multivariable (b) 87
Figure III-3 Proportionnalité 87
Figure III-4 Superposition 88
Figure III-5 Comportement d'un système invariant 88
Figure III-6 Structure ARX 98
Figure III-7 Processus itératif de développement et de validation du modèle ARX..... 111
Figure III-8 Données expérimentales retenues pour la modélisation ARX 113
Figure III-9 Profils d'identification / validation-calibration 115
Figure III-10 Essai en convection à air naturel 116
Figure III-11 Manipulation en convection forcée dans l'air 117
Figure III-12 Performances du modèle SISO ARX fortement paramétré, en convection naturelle 120
Figure III-13 Performances du modèle SISO ARX identifié avec la démarche de sélection de structure développée, en convection naturelle..... 120
Figure III-14 Comparaison entre le modèle Foster et un modèle SISO ARX..... 122
Figure III-15 Modèle ARX $P = 8.1W$ 124
Figure III-16 Modèle ARX $P = 6.4W$ 125
Figure III-17 Modèle ARX $P = 3.1W$ 125
Figure III-18 Modèle ARX $P = 1.5W$ 126
Figure III-19 Modèle ARX $P = 6.4W$ stabilisation montée allongée..... 127
Figure III-20 Modèle ARX $P = 6.4W$ stabilisation descente allongée..... 128
Figure III-21 Modèle ARX $P = 6.4W$ arrêt avant stabilisation 128
Figure III-22 Modèle ARX avec inversion entre identification et calibration 129
Figure III-23 SISO ARX en convection naturelle utilisant les pertes comme entrée..... 131
Figure III-24 Validation, sous différentes conditions de convection naturelle, du modèle ARX identifié en convection naturelle avec les pertes comme entrée..... 131
Figure III-25 Validation, sous différentes conditions de convection forcée, du modèle ARX identifié en convection naturelle avec les pertes comme entrée..... 132

Figure III-26 Représentation de l'emplacement du thermocouple utilisé comme entrée pour le modèle ARX vis-à-vis des sorties simulées 133
Figure III-27 SISO ARX en convection naturelle utilisant un thermocouple comme entrée 134
Figure III-28 Validation, sous différentes conditions de convection naturelle, du modèle ARX identifié en convection naturelle avec un thermocouple comme entrée..... 135
Figure III-29 Validation, sous différentes conditions de convection forcée, du modèle ARX identifié en convection naturelle avec un thermocouple comme entrée..... 135
Figure IV-1 Topologie en anneau [103]. 143
Figure IV-2 Organigramme de l'algorithme d'optimisation PSO..... 145
Figure IV-3 Numérotation des thermocouples placés sur la carte 146
Figure IV-4 Banc expérimental en immersion (naturelle ou forcée) 148
Figure IV-5 Identification et calibration du modèle I MISO-ARX en convection naturelle dans l'air (choix libre des entrées)..... 149
Figure IV-6 Validation du modèle I en convection naturelle dans l'air (ajustement moyen 97.71%) 150
Figure IV-7 Validation du modèle I en convection forcée dans l'air (ajustement moyen 79.33%) 150
Figure IV-8 Validation du modèle I en immersion à convection naturelle dans l'huile (ajustement moyen 92.63%)..... 151
Figure IV-9 Validation du modèle I en immersion à convection forcée dans l'huile (ajustement moyen 93.85%)..... 151
Figure IV-10 Identification et calibration du modèle II MISO-ARX en convection naturelle dans l'air (Effet des pertes sur un modèle MISO-ARX) 154
Figure IV-11 Validation du modèle II en convection naturelle dans l'air (ajustement moyen 97.92%) 154
Figure IV-12 Validation du modèle II en convection forcée dans l'air (ajustement moyen 77.49%) 155
Figure IV-13 Validation du modèle II en immersion à convection naturelle dans l'huile (ajustement moyen 82.78%)..... 155
Figure IV-14 Validation du modèle II en immersion à convection forcée dans l'huile (ajustement moyen 81.10%)..... 156
Figure IV-15 Identification et calibration du modèle III MISO-ARX en convection naturelle dans l'air (Modèle sans NTC)..... 158
Figure IV-16 Validation du modèle III en convection naturelle dans l'air (ajustement moyen 97.26%) 158
Figure IV-17 Validation du modèle III en convection forcée dans l'air (ajustement moyen 97.01%) 159
Figure IV-18 Validation du modèle III en immersion à convection naturelle dans l'huile (ajustement moyen 78.43%)..... 159
Figure IV-19 Validation du modèle III en immersion à convection forcée dans l'huile (ajustement moyen 76.78%)..... 160
Figure IV-20 Identification en convection naturelle dans l'air et calibration en convection forcée dans l'air d'un modèle MISO-ARX IV (Modèle « compromis »)..... 162
Figure IV-21 Validation du modèle IV en convection naturelle dans l'air (ajustement moyen 97.56%) 163
Figure IV-22 Validation du modèle IV en convection forcée dans l'air (ajustement moyen 88.80%) 163
Figure IV-23 Validation du modèle IV en immersion à convection naturelle dans l'huile (ajustement moyen 91.14%)..... 164

Figure IV-24 Validation du modèle IV en immersion à convection forcée dans l'huile (ajustement moyen 89.77%)..... 164
Figure IV-25 Nouvelle sortie étudiée et entrées d'intérêt du modèle 166
Figure IV-26 Identification et calibration du modèle V MISO-ARX en convection naturelle dans l'air (Modèle optimisé/robuste)..... 167
Figure IV-27 Validation du modèle V en convection naturelle dans l'air (ajustement moyen 97.70%) 167
Figure IV-28 Validation du modèle V en convection forcée dans l'air (ajustement moyen 97.43%) 168
Figure IV-29 Validation du modèle V en immersion à convection naturelle dans l'huile (ajustement moyen 93.56%)..... 168
Figure IV-30 Validation du modèle V en immersion à convection forcée dans l'huile (ajustement moyen 93.52%)..... 169
Figure IV-31 Développement Simulink du modèle MISO ARX..... 171
Figure IV-32 Reconstruction de la température de la semelle : performance du capteur virtuel.. 173
Figure IV-33 Tj LTspice vs Tj, dyn (depuis Vth, dyn) 176
Figure IV-34 Identification d'un Modèle SISO ARX pour Tj, dyn en utilisant $Ploss$ comme entrée 177
Figure IV-35 Validation du modèle SISO ARX de Tj, dyn 178

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I-1 Propriétés des principaux matériaux des semi-conducteurs [18]..... 4
Tableau I-2Classification des technologies de refroidissement [5]..... 10
Tableau II-1 Paramètres pour chaque couche d'un cas simplifié..... 44
Tableau III-1 Structures classiques de modèles paramétriques polynomiaux..... 97

INTRODUCTION GENERALE :

L'électronique de puissance joue un rôle central dans les systèmes énergétiques modernes, qu'il s'agisse de la mobilité électrique, des réseaux intelligents, des énergies renouvelables ou des applications industrielles embarquées. L'évolution rapide des semi-conducteurs, en particulier l'introduction des technologies à large bande interdite (Wide Band Gap – WBG) telles que le SiC et le GaN, a permis des gains significatifs en rendement, en fréquence de commutation et en compacité des convertisseurs. Cependant, ces avancées s'accompagnent d'une augmentation importante des densités de pertes en puissance. La dissipation thermique devient alors un facteur limitant majeur, affectant directement la fiabilité et la durée de vie des dispositifs. Dans ce contexte, la maîtrise thermique ne constitue plus un simple problème de dimensionnement, mais un enjeu stratégique au cœur de la conception des systèmes de puissance.

La température de jonction est reconnue comme l'indicateur le plus représentatif de l'état thermique d'un composant. Elle conditionne les mécanismes de vieillissement, les phénomènes de fatigue thermomécanique et les risques de défaillance. Pourtant, cette température reste généralement inaccessible en fonctionnement réel, du fait de l'encapsulation des semi-conducteurs. Cette contrainte a conduit la communauté scientifique à développer différentes stratégies de modélisation et d'estimation thermique.

Les réseaux thermiques nodaux de type Foster et Cauer constituent aujourd'hui les outils les plus répandus pour la modélisation thermique des semi-conducteurs de puissance. Ces modèles RC (Résistances-Capacités) permettent de représenter la dynamique thermique à travers une analogie électrique simple, facilitant leur intégration dans les outils de simulation de type circuit.

Le modèle de Foster, basé sur un ajustement mathématique de l'impédance thermique transitoire, est largement utilisé en raison de sa simplicité d'extraction, notamment à partir des données issues des fiches constructeur. Toutefois, sa structure purement numérique ne reflète pas directement l'architecture physique du composant et reste fortement dépendante des conditions d'identification.

Le modèle de Cauer, quant à lui, vise à représenter explicitement les couches physiques du composant à travers une cascade de résistances et de capacités thermiques. Bien qu'il présente une interprétation plus physique, sa construction repose souvent sur des hypothèses simplificatrices concernant la propagation de la chaleur et nécessite une connaissance détaillée de la géométrie interne et des propriétés des matériaux.

Dans les deux cas, ces modèles montrent une sensibilité importante aux conditions aux limites, notamment au coefficient de convection thermique, qui varie selon l'environnement (convection naturelle, forcée, immersion, présence de dissipateur, etc.). Toute modification de ces conditions peut nécessiter une nouvelle identification complète du modèle.

Les méthodes de simulation thermique par éléments finis (FEM) permettent d'obtenir une description fine des phénomènes thermiques, incluant les couplages entre puces, les effets d'interface et les conditions tridimensionnelles complexes. Ces outils offrent un haut niveau de précision et constituent une référence précieuse pour l'analyse détaillée du comportement thermique des composants. Ils peuvent également être utilisés pour extraire ou calibrer des modèles thermiques compacts de type RC, en servant de base à l'identification des paramètres équivalents à partir des réponses transitoires simulées. Cette approche hybride permet de combiner la richesse physique du modèle FEM avec la simplicité et la rapidité de calcul d'un réseau RC. Cependant, malgré ces avantages, les simulations FEM présentent plusieurs limites pratiques : des temps de calcul élevés, la nécessité de disposer d'informations géométriques et matériaux détaillées souvent non accessibles, ainsi qu'une difficulté d'intégration dans des applications embarquées en temps réel. Par ailleurs, la validité des résultats reste généralement limitée aux conditions spécifiques dans lesquelles les simulations ont été réalisées, ce qui peut restreindre leur généralisation à d'autres environnements thermiques.

Face à l'inaccessibilité directe de la température de jonction, de nombreuses études ont exploré les paramètres électriques sensibles à la température (Temperature-Sensitive Electrical Parameters – TSEP). Bien que ces techniques permettent d'obtenir une estimation plus directe de la température de jonction, elles nécessitent souvent des circuits de mesure spécifiques ou des modifications temporaires du fonctionnement du convertisseur. De plus, leur sensibilité peut dépendre des conditions électriques et des paramètres parasites du circuit. Ainsi, si les TSEP constituent une référence intéressante pour la calibration thermique, leur utilisation continue en ligne peut être contraignante dans un contexte industriel.

Face aux limites de ces différents modèles thermiques, une approche alternative consiste à identifier un modèle dynamique directement à partir de données expérimentales. L'identification de systèmes permet de relier des signaux d'entrée mesurables à une température cible, sans nécessiter une description détaillée de la structure interne du composant. Cette stratégie présente un avantage important : elle intègre implicitement les phénomènes réels difficiles à modéliser explicitement, tels

que les imperfections d'assemblage, les couplages thermiques ou les variations locales de convection.

Parmi les structures d'identification linéaire, les modèles ARX (AutoRegressive with eXogenous inputs) sont particulièrement adaptés aux phénomènes thermiques. Leur formulation repose sur une dépendance de la température à son propre passé (inertie thermique) ainsi qu'aux entrées mesurées, comme les pertes dissipées ou des mesures thermiques locales.

Les premières applications dans la littérature se concentrent majoritairement sur des structures SISO (Single Input Single Output), où une seule entrée, souvent les pertes, est utilisée pour reconstruire la température de jonction. Bien que ces approches donnent de bons résultats dans des conditions maîtrisées, leur robustesse diminue lorsque le régime thermique évolue. Cette limite met en évidence la nécessité d'intégrer des informations supplémentaires reflétant l'état thermique réel du système. L'extension vers des structures MISO (Multiple Input Single Output), combinant plusieurs entrées, permet d'enrichir la description du comportement thermique. Toutefois, toutes les combinaisons d'entrées ne sont pas équivalentes : la pertinence spatiale des capteurs, leur niveau de bruit et la redondance des informations influencent directement la qualité du modèle. La sélection optimale des entrées devient alors un problème central, pouvant être traité à l'aide de méthodes d'optimisation adaptées.

Enfin, l'identification d'un modèle ARX nécessite une mesure de référence thermique fiable. Les paramètres électriques sensibles à la température, tels que la tension de seuil dynamique, peuvent constituer une base de calibration intéressante lorsque la température de jonction n'est pas directement mesurable.

À l'issue de cette analyse, plusieurs limites apparaissent clairement. Les modèles thermiques compacts offrent une représentation rapide et exploitable du comportement thermique, mais leur robustesse reste conditionnée aux hypothèses d'identification et aux conditions aux limites. Les simulations FEM apportent une description détaillée et physiquement riche, mais leur complexité et leur dépendance aux données géométriques limitent leur utilisation directe en contexte embarqué. Les méthodes basées sur les paramètres électriques sensibles à la température permettent de mesurer indirectement la température de jonction, mais leur mise en œuvre peut nécessiter des dispositifs spécifiques et une calibration soigneuse.

Dans ce contexte, une question centrale se pose : comment estimer de manière fiable et robuste la température de jonction dans des conditions réelles de fonctionnement, lorsque certaines grandeurs internes sont inaccessibles et que l'environnement thermique évolue ?

Pour répondre à cette question, le manuscrit de thèse est organisé comme suit :

Dans un premier temps, les bases de la gestion thermique des composants de puissance sont posées, ainsi que les limites des approches classiques face aux contraintes actuelles de densité de puissance et d'inaccessibilité de la température de jonction.

La seconde partie est consacrée à l'étude approfondie des modèles thermiques compacts de type RC et à leur adaptation dans un contexte expérimental. L'objectif est d'évaluer leur précision, leur dépendance aux conditions aux limites et leurs limites pratiques lorsque certaines températures intermédiaires ne sont pas accessibles.

La troisième partie introduit l'identification de systèmes au travers de modèles ARX. Cette approche orientée « données » est étudiée afin d'évaluer sa capacité à reconstruire des températures inaccessibles à partir de signaux mesurables, et d'analyser l'influence du choix des entrées sur la robustesse du modèle.

Enfin, la dernière partie étend cette démarche vers des structures multi-entrées, en étudiant de manière systématique l'impact de la sélection des capteurs, de leur localisation spatiale et des conditions de refroidissement sur la généralisation du modèle. L'intégration d'une référence thermique issue des paramètres électriques sensibles à la température est également explorée.

CHAPITRE I: METHODES DE REFROIDISSEMENT ET DE MODELISATION THERMIQUE POUR LES COMPOSANTS WBG

I.1 Introduction :

La gestion thermique est devenue un enjeu central dans les systèmes électroniques de puissance, surtout avec l'augmentation des densités de puissance et l'arrivée des composants à large bande interdite (WBG), qui rendent l'évacuation de la chaleur encore plus difficile [1][2]. Pour gagner en compacité et en rendement, on cherche à réduire au maximum l'encombrement, y compris la surface disponible pour dissiper la chaleur. Cela complique encore plus la gestion thermique [3]. Les méthodes classiques de refroidissement atteignent vite leurs limites, et il devient souvent nécessaire d'adopter des techniques plus poussées comme le refroidissement par immersion ou l'impact par jets [2][4].

Dans ce contexte, la température de jonction, c'est-à-dire celle des zones actives internes du composant, est la plus critique à surveiller. Il est très difficile d'y accéder directement avec des capteurs physiques ou des méthodes optiques classiques, à cause de l'encapsulation des modules et semiconducteurs de puissance [3]. On ne peut donc pas la mesurer directement, ce qui complique fortement la surveillance thermique.

Et pourtant, la fiabilité des composants dépend fortement de cette température. Une température de jonction trop élevée accélère le vieillissement, diminue les performances, et si elle dépasse certaines limites, cela peut même entraîner les pannes des composant [5].

C'est pour cela que l'usage de modèles thermiques fiables est devenu essentiel. Ces modèles permettent d'estimer la température de jonction et d'anticiper les besoins en refroidissement pour protéger les composants [6].

On utilise pour cela différentes approches : des modèles analytiques, des simulations numériques ou encore des représentations nodales par réseaux RC [7]. Ces outils aident à concevoir des systèmes plus performants, capables de répondre aux exigences croissantes en matière de densité de puissance et d'efficacité énergétique [8].

Aujourd'hui, il ne suffit plus d'appliquer des solutions de refroidissement standards. Il faut pouvoir adapter finement le refroidissement au fonctionnement réel du système, en s'appuyant sur des modèles thermiques plus précis [9], et capables de s'adapter à différentes conditions. Les exigences

techniques mais aussi environnementales rendent ces choix de plus en plus stratégiques dès la phase de conception.

I.2 Développement des Semiconducteurs dans l'Électronique de Puissance

I.2.1 Introduction

Les systèmes d'électronique de puissance reposent sur des transistors semi-conducteurs de commutation tels que les diodes, les MOSFETs et les IGBTs. Ces composants sont au cœur des convertisseurs statiques et conditionnent directement leurs performances en termes de rendement, de compacité et de fiabilité. Cependant, ils sont également responsables d'une part significative des pertes de puissance, notamment les pertes de conduction et de commutation [10], [11].

L'amélioration de l'efficacité énergétique des convertisseurs impose donc une sélection rigoureuse des transistors de puissance, visant à minimiser ces pertes tout en garantissant une forte robustesse électrique et thermique ainsi qu'une densité de puissance élevée [12].
Historiquement, le silicium (Si) a constitué le matériau dominant en électronique de puissance. Les MOSFETs et les IGBTs en silicium ont permis le développement massif des applications industrielles, ferroviaires et automobiles. A titre d'exemple, depuis l'introduction des IGBTs en 1982 [13], l'évolution technologique s'est traduite par une augmentation continue de la densité de puissance des modules [14]. Celle-ci est passée d'environ 35 kW/cm^2 dans les premières générations à près de 250 kW/cm^2 dans les années 2020 (Figure I-1) [6]. Cette augmentation illustre les progrès réalisés en termes d'intégration, d'optimisation des structures internes et d'amélioration des procédés de fabrication.

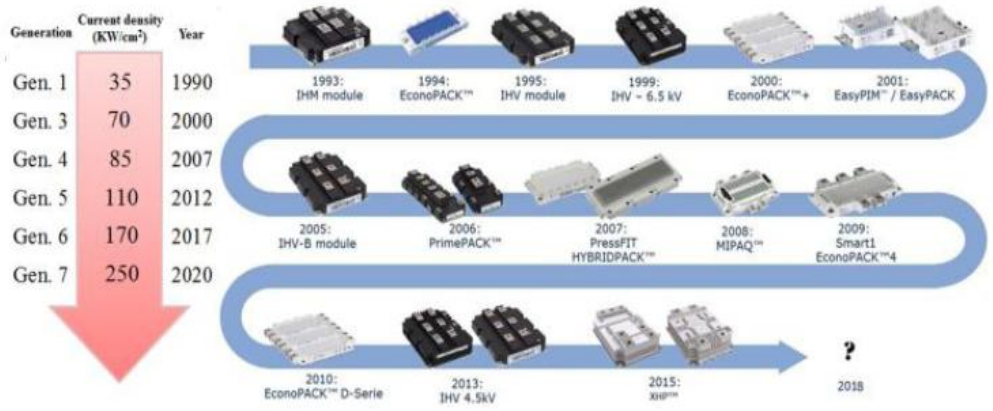


Figure I-1 Développement de la densité de puissance dans la génération des IGBT[6].

Néanmoins, les propriétés intrinsèques du silicium imposent aujourd'hui des limites physiques, notamment en ce qui concerne la fréquence maximale de commutation et la capacité de dissipation thermique [15]. L'élévation continue de la densité de puissance entraîne une concentration accrue des flux thermiques, rendant la gestion thermique de plus en plus critique.

Dans ce contexte, les semi-conducteurs à large bande interdite (Wide Bandgap – WBG), tels que le carbure de silicium (SiC) et le nitrure de gallium (GaN) [16], apparaissent comme une alternative prometteuse. Ces dispositifs présentent des pertes réduites et une capacité accrue à supporter des tensions plus élevées et peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées [17], [18], permettant d'atteindre des rendements améliorés.

Cependant, l'adoption des technologies WBG s'accompagne de nouveaux défis. La réduction significative des dimensions des puces et l'augmentation des densités de courant conduisent à des densités de flux thermique encore plus élevées [19]. L'industrie fait ainsi face à des contraintes thermiques accrues, rendant indispensable l'innovation continue dans les technologies de refroidissement afin de garantir la fiabilité et la performance à long terme des systèmes électroniques de puissance [19].

I.2.2 Les semiconducteurs WBG

Le Tableau I-1 présente les principales propriétés du silicium (Si), du carbure de silicium (SiC) et du nitrure de gallium (GaN). On observe que les semi-conducteurs à large bande interdite (Wide Bandgap, WBG), tels que le SiC et le GaN, présentent des caractéristiques nettement supérieures à celles du silicium. En particulier, leur bande interdite (eV). La bande interdite correspond à l'énergie nécessaire pour qu'un électron passe de la bande de valence à la bande de conduction. Elle détermine en grande partie les propriétés électriques d'un semi-conducteur. Par exemple, le silicium possède une bande interdite d'environ 1,12 eV, tandis que le carbure de silicium (SiC) et le nitrure de gallium (GaN) présentent des bandes interdites beaucoup plus larges, respectivement autour de 3,26 eV pour le SiC et 3,5 eV pour le GaN [10], [18]. Cette large bande interdite confère à ces matériaux des propriétés particulièrement intéressantes pour l'électronique de puissance, notamment une meilleure tenue en tension et la possibilité d'opérer à des fréquences de commutation plus élevées [10], [18],[20].

Propriété	Si	SiC	GaN
Bande interdite (eV)	1.12	3.26	3.5
Conductivité thermique (W/cm·K)	1.5	4.9	1.3
Champ électrique de claquage (MV/cm)	0.3	3	3.3
Mobilité des électrons ($cm^2/V·s$)	1400	900	1800

Tableau I-1 Propriétés des principaux matériaux des semi-conducteurs [18]

Concernant les propriétés électriques, le SiC et le GaN possèdent une bande interdite et un champ électrique de claquage nettement supérieurs à ceux du silicium. Ces caractéristiques permettent de concevoir des dispositifs capables de fonctionner à des tensions plus élevées tout en réduisant les pertes [10], [18]. En termes de performances de commutation, les dispositifs GaN présentent généralement des pertes de commutation plus faibles que les dispositifs en silicium. Cela est notamment dû à leur capacité d'entrée plus faible (C_{iss}) [18]. Cette capacité correspond à la capacité vue à l'entrée du transistor entre la grille et les autres électrodes et représente la charge que le circuit de commande doit fournir pour commuter le dispositif. Une valeur plus faible de C_{iss} réduit l'énergie nécessaire pour charger et décharger la grille, ce qui diminue les pertes dans le circuit et permet de réduire les pertes de commutation [18].

Du point de vue thermique, la conductivité thermique (W/cm·K) joue un rôle déterminant dans la gestion de la chaleur générée par les pertes. Le SiC possède la conductivité thermique la plus élevée parmi les trois matériaux, ce qui facilite l'évacuation de la chaleur et permet un fonctionnement à des températures plus élevées. En revanche, la conductivité thermique plus faible du GaN peut conduire à une résistance thermique plus importante et donc à des températures de jonction plus élevées pour une même puissance dissipée [10], [18].

En pratique, ces différences conduisent à des domaines d'application distincts pour les dispositifs en GaN et en SiC. Les dispositifs GaN sont généralement utilisés dans des applications à puissance

moyenne et à haute fréquence, avec des tensions nominales généralement inférieures à environ 650 V. Ils sont notamment utilisés dans les systèmes de transfert d'énergie sans fil (WPT), les alimentations à découpage (SMPS), ainsi que dans les micro-onduleurs [17], [21]. En revanche, les dispositifs en SiC sont mieux adaptés aux applications de plus forte puissance et de plus haute tension, typiquement entre 600 V et 1700 V, grâce à leur forte capacité de tenue en tension et à leur conductivité thermique supérieure. Ils sont ainsi principalement utilisés dans les systèmes de conversion d'énergie pour les énergies renouvelables et véhicules électriques [17], [21].

Il est prévu que le marché combiné des technologies de puissance GaN et SiC surpassera les 20 milliards de dollars annuels d'ici 2026 (Figure I-2). Cette projection souligne la croissance rapide et l'importance déjà marquée du marché pour les semi-conducteurs à large bande interdite (WBG). Cette dynamique est encouragée par les entreprises cherchant à remplacer le silicium traditionnel dans les applications actuelles et à tirer parti des capacités du GaN et du SiC dans des conceptions nouvelles et innovantes, où le silicium se trouve limité.

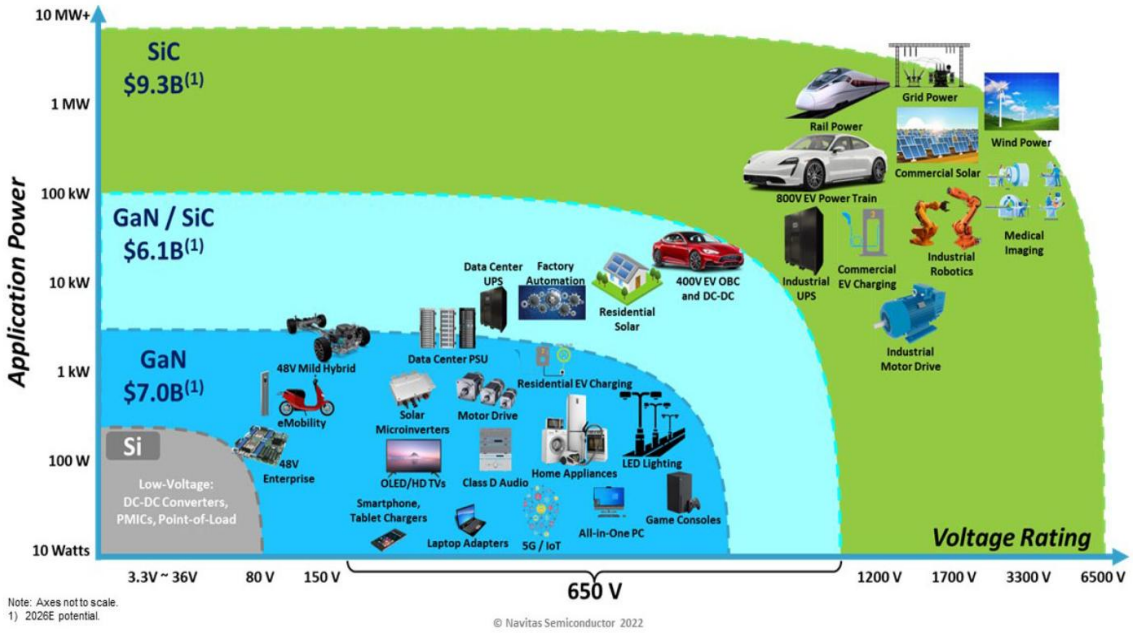


Figure I-2 Projection du marché des semi-conducteurs WBG par application de puissance et classement en tension pour 2026 [112]

I.2.3 Défis Thermiques et Défaillances des Semiconducteurs

L'intensification des densités de pertes thermiques dans les applications utilisant des semi-conducteurs soulève des enjeux importants en matière de gestion thermique et de refroidissement [22]. Ces pertes se répartissent en deux catégories principales : d'une part, les pertes en conduction,

qui apparaissent pendant la phase conductrice des semi-conducteurs et varient en fonction du courant qui les traverse , d'autre part, les pertes en commutation, qui se produisent au cours des phases d'activation et de désactivation, et qui sont conditionnées par plusieurs facteurs tels que le courant, la tension de commutation et la fréquence de commutation [6], [19]. La Figure I-3 expose une étude de ce phénomène, précisant le flux thermique induit par les pertes de puissance des IGBTs en fonction de la fréquence de commutation et paramétré pour différents rapports cycliques [6].

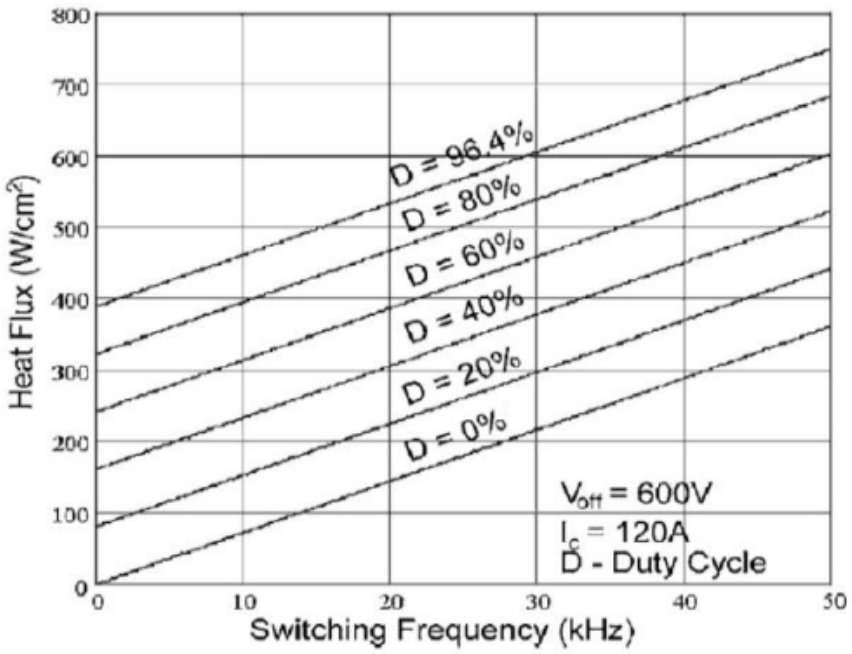


Figure I-3 Flux thermique en fonction de la fréquence de commutation dans différents rapports cycliques pour un IGBT typique [6]

Les semi-conducteurs à large bande interdite tels que le carbure de silicium (SiC) gagnent en popularité en raison de leurs avantages significatifs [23]. À titre d'exemple, des MOSFETs SiC de 1200 V peuvent présenter des résistances de conduction jusqu'à cent fois plus faibles et des capacités de blocage en tension jusqu'à dix fois supérieures à celles de leurs homologues en silicium [19]. Grâce à une réduction spécifique de la résistance de conduction, il est possible de diminuer la taille des puces SiC, qui peuvent être 3 à 5 fois plus petites que leurs équivalents en silicium pour des niveaux de courant comparables [19]. Cette diminution de la taille des puces contribue à améliorer les performances en diminuant les capacitances parasites, ce qui permet d'atteindre des vitesses de commutation plus élevées [19].

Toutefois, accroître la puissance délivrée par les composants électriques tout en réduisant leur taille entraîne de nouveaux défis en matière de gestion thermique qui doivent être surmontés [12], [19].

L'augmentation du flux thermique qui en résulte peut provoquer divers problèmes, tels qu'une fiabilité réduite, une baisse de l'efficacité et, dans certains cas, une défaillance complète du système [6], [12], [23].

Étant donné que la température de jonction est la principale cause de défaillance dans l'électronique de puissance, comme l'illustre la Figure I-4, la mise en œuvre d'une solution de refroidissement adéquate s'avère essentielle pour assurer la fiabilité des systèmes [12].

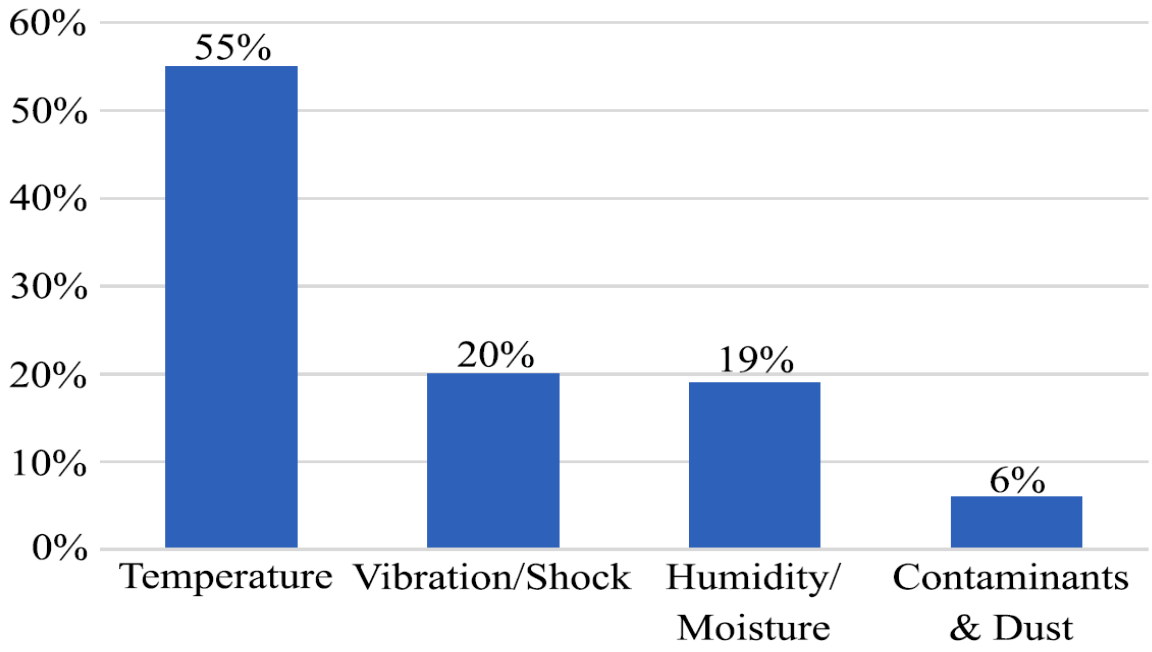


Figure I-4 Causes de défaillance des systèmes électroniques de puissance [12]

Dans les véhicules hybrides ou électriques, l'utilisation de puces IGBT est courante, où la densité de flux thermique normal se situe entre 100 et 150 W/cm^2 [6]. Cependant, anticipant les besoins futurs avec une capacité de courant et une fréquence de commutation accrues, on s'attend à ce que cette densité de flux thermique puisse atteindre jusqu'à 500 W/cm^2 [2].

La température de jonction des dispositifs IGBT en silicium est limitée à 150 °C [24], mais il est intéressant de noter que les semi-conducteurs à large bande interdite, tels que le SiC et le GaN, peuvent résister à des températures plus élevées, supérieures à 200°C et peuvent dissiper des densités de flux de l'ordre du kW/cm^2 en termes de flux thermique (Figure I-5) [25],[2],[5]. Néanmoins, compte tenu des matériaux de soudure, de la fiabilité et des coûts, la technologie actuelle restreint la température de jonction à environ 175 °C pour le GaN et le SiC [6],[22]. Cela a stimulé des investigations pour identifier des alternatives telles que le refroidissement par liquide monophasique

et le refroidissement diphasique (le refroidissement par micro-canaux, par jets, par pulvérisation) et d'autres innovations (Figure I-5), dans le but de pallier ces problèmes [26], [27].

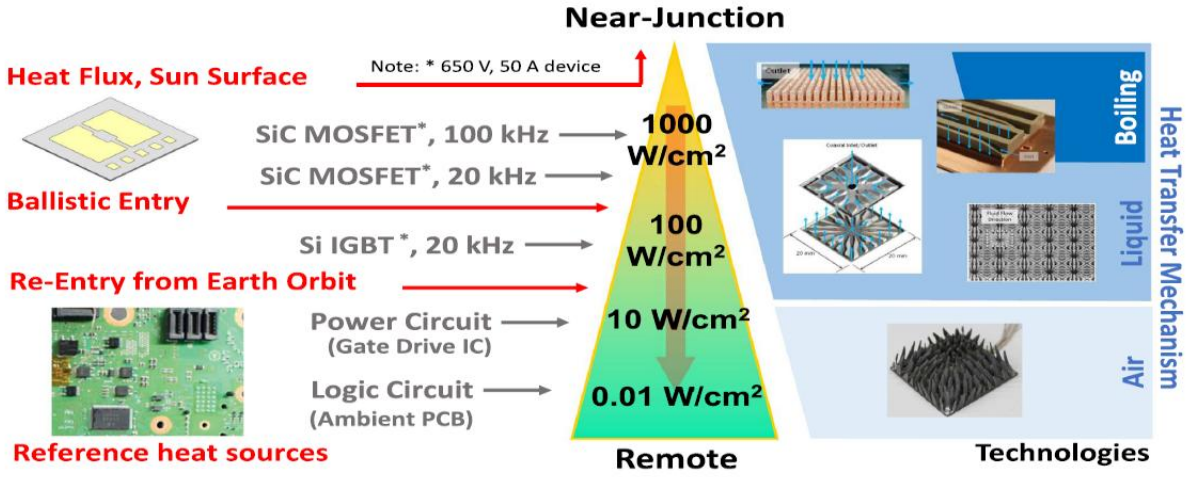


Figure I-5 Densité de flux thermique pour divers dispositifs électroniques de puissance à différentes échelles physiques et mise en correspondance avec la technologie ou l'approche de refroidissement [2].

I.3 Gestion de la chaleur dans les convertisseurs de puissance

I.3.1 Introduction

Pour dissiper efficacement la chaleur des semi-conducteurs, il est crucial que la température de jonction ne dépasse pas le seuil maximal fixé par le fabricant, qui se situe généralement entre 125 et 175 °C [23] [22]. Le circuit thermique, illustré dans la Figure I-6, sert couramment à déterminer la température de jonction en conditions stables [5]. Dans cette configuration, T_J, T_c et T_A indiquent respectivement les températures de jonction, de boîtier et ambiante. Les températures T_i et T_j représentent celles des différentes couches situées entre la jonction et l'ambiance, tandis que P correspond à la puissance dissipée (le flux thermique, i.e. les pertes générées dans le composants par conduction et commutation) [28].

L'approche adoptée repose sur l'utilisation de résistances thermiques équivalentes pour reproduire le comportement statique thermique d'un composant. La résistance thermique de la jonction au boîtier ($R_{\theta jc}$) [28], généralement fournie par le fabricant, est fixe. En revanche, les résistances entre le boîtier et l'environnement extérieur ($R_{\theta Ci} - R_{\theta jA}$) illustrent l'influence des diverses technologies de refroidissement employées pour évacuer la chaleur du semi-conducteur [5]. Il revient donc au

concepteur d'électronique de puissance de faire un choix éclairé parmi les nombreuses options de refroidissement à sa disposition, afin de garantir une gestion thermique optimale.

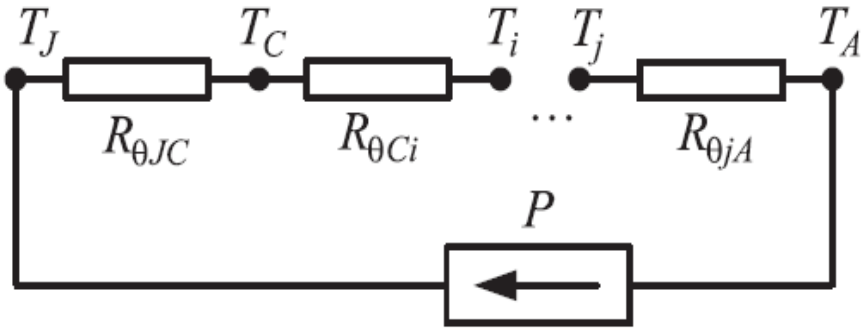


Figure I-6 Circuit thermique [5].

I.3.2 Les Méthodes de Refroidissement Existantes

La gestion thermique se divise généralement en techniques de refroidissement actif et passif. Le refroidissement actif repose sur des systèmes mécaniquement assistés, offrant une capacité d'extraction thermique élevée et un contrôle précis de la température. Il inclut notamment l'impact par jets, la convection forcée liquide ou encore le refroidissement par pulvérisation. À l'inverse, le refroidissement passif ne fait pas appel à des dispositifs mécaniques et repose principalement sur l'utilisation de diffuseurs thermiques et de dissipateurs intégrés au boîtier électronique. Bien que particulièrement adapté aux modules soumis à des contraintes spatiales, le refroidissement passif demeure limité en termes de capacité de refroidissement maximale [26].

Face à la progression des dispositifs à large bande interdite (WBG), qui fonctionnent à des fréquences de commutation élevées et doivent dissiper des densités de pertes importantes, pouvant atteindre l'ordre kW/cm^2, contre plusieurs centaines de W/cm^2pour les technologies Silicium, le recours à des solutions de refroidissement adaptées à des flux thermiques élevés devient crucial. [2],[4].

Pour atteindre son objectif ultime de fiabilité thermique, le système de refroidissement global doit remplir trois fonctions clés : extraire la chaleur des composants, assurer le transport de cette chaleur à travers le module, et faciliter la convection thermique pour expulser la chaleur du module [5]. La classification des technologies de refroidissement varie selon la littérature [26]. Par exemple, Scott [29], évalue l'efficacité du transfert thermique des différentes techniques en comparant leur densité

de flux thermique extraite (W/m^2). La classification suggérée dans le Tableau I-2 se base sur le mode de transfert de chaleur et sur l'agent refroidissant employé par chaque technologie, dont il résulte un système de catégorisation à la fois intuitif et pratique [5].

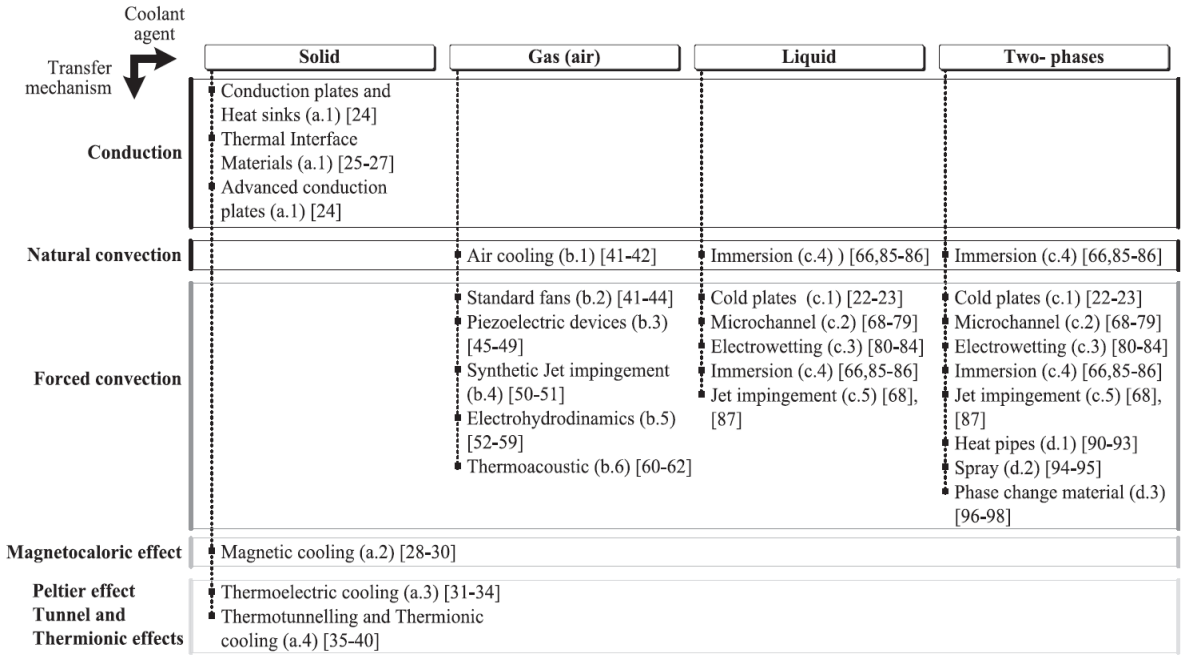


Tableau I-2 Classification des technologies de refroidissement [5]

Le Tableau I-2 présente une vue d'ensemble des différents systèmes de refroidissement utilisés pour dissiper la chaleur des composants électroniques, notamment le refroidissement par solides, par gaz (air), par liquide et les systèmes diphasiques. Dans le contexte des composants à large bande interdite (WBG), il est crucial de sélectionner la méthode de refroidissement la plus adaptée pour maximiser leurs performances. Nous allons maintenant présenter les techniques de refroidissement les plus pertinentes pour chaque agent de refroidissement.

I.3.2.1 Transfert thermique par conduction solide

Les technologies à état solide englobent plusieurs techniques qui partagent l'utilisation de dispositifs solides, soit par le biais de la conduction thermique conventionnelle, soit par l'exploitation des effets thermo-électriques [5].

a) Dissipateurs thermiques, Matériaux d'Interface Thermique (TIM)

Les dissipateurs thermiques et les matériaux d'interface thermique (TIM) sont des éléments essentiels dans les solutions de gestion thermique. Ils reposent principalement sur la conduction par

effet d'ailette pour évacuer la chaleur [5]. Dans les applications peu contraignantes, des dissipateurs à ailettes en aluminium sont souvent utilisés. Ils offrent un bon compromis entre coût et simplicité, mais restent limités en termes de capacité de dissipation, avec une conductivité thermique autour de $200\ W/m.K$ et une densité de flux thermique maximale extraite généralement de quelques W/cm^2, selon leur géométrie [30].

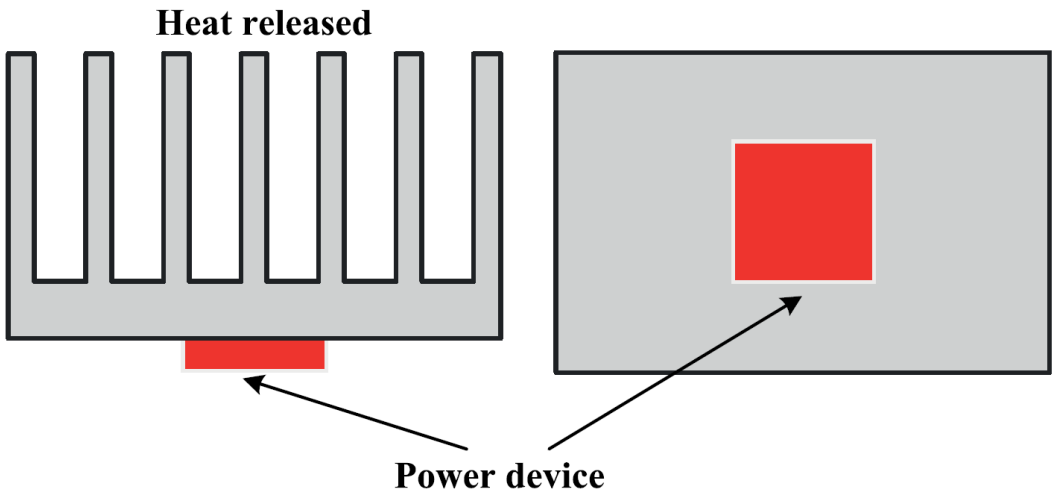


Figure I-7 Dissipateur de chaleur et dissipateur thermique [5].

Afin d'améliorer le transfert de chaleur en convection naturelle et forcée (par exemple avec de l'air ambiant), les dissipateurs permettent d'augmenter la surface d'échange entre le composant et son environnement, en intégrant des ailettes de refroidissement, comme illustré en Figure I-7 [5]. Toutefois, le contact entre la semelle du composant et le dissipateur n'est pas parfaite, (mauvaise planéité, serrage inhomogène), il peut toujours subsister de l'air et par suite la résistance thermique n'est pas strictement nulle. Dès lors l'emploi de pâte thermique (TIM) est indispensable pour chasser le résidu d'air des interstices [5],[31]. Les matériaux d'interface thermique (TIM) constituent aujourd'hui une technologie avancée, largement étudiée dans la littérature, notamment dans la référence [32].

b) Plaques de Conduction

La recherche dans le domaine des systèmes à haute performance, nécessitant un transfert de chaleur particulièrement efficace comme dans le cas des satellites et avions militaires, se concentre sur l'exploitation de matériaux innovants et légers ayant une forte conductivité. Le graphite pyrolytique, par exemple, avec une conductivité thermique qui peut s'élever à $1700 W/(m.K)$,

représente une avancée notable, bien qu'il soit principalement adapté à la dissipation de chaleur sur deux dimensions, ce qui implique l'utilisation de plaques fines. Ces technologies permettent d'extraire des densités de flux thermiques de plusieurs dizaines de W/cm^2 [5]. De plus, la diffusivité thermique exceptionnelle du graphite pyrolytique, de $1220\ mm^2/s$, nettement supérieure à celle de l'aluminium ($84\ mm^2/s$), améliore significativement le transfert dynamique de chaleur [5].

I.3.2.2 Technologies de refroidissement à air

Les techniques de refroidissement par air utilisent l'air pour améliorer le transfert de chaleur, sans recourir à un liquide.

a) Refroidissement par air (convection naturelle de l'air) :

L'approche la plus basique en matière de technologie de refroidissement implique l'utilisation de la convection naturelle à air [5]. Cette technique tire parti des changements de densité dans l'air, induits par les écarts de température entre la surface qui nécessite un refroidissement et l'air environnant. En regardant le circuit de la Figure I-6, la seule barrière au transfert thermique dans ce cas est représentée par la résistance thermique existant entre le boîtier et l'environnement extérieur ($R_{\theta jA}$). Bien qu'étant la solution la moins onéreuse, son application se limite aux situations où le besoin de dissipation thermique est particulièrement négligeable, c'est-à-dire pour des puissances généralement inférieures à quelques watts, correspondant à des densités de flux thermiques de quelques W/cm^2 [33]. Cela dépend aussi de l'application : une utilisation fortement transitoire génère en moyenne moins de contraintes thermiques qu'un fonctionnement en puissance continue, et nécessite donc un refroidissement moins important.

b) Les ventilateurs (convection air forcée) :

L'utilisation de la convection forcée, par le biais de ventilateurs, pour améliorer le transfert thermique entre le dissipateur (Figure I-7) et l'environnement extérieur est une pratique répandue, notamment dans l'optimisation des systèmes de refroidissement pour les convertisseurs de puissance [5]. Les coefficients de transfert thermique obtenus grâce à cette convection forcée se situent généralement entre 25 et 250 $W/(m^2.K)$, permettant d'extraire des densités de flux de chaleur proches de dizaines de W/cm^2 [33]. Néanmoins, les inconvénients du refroidissement par air incluent le bruit acoustique généré par les ventilateurs, ainsi que le poids et le volume [5].

I.3.2.3 Technologies de refroidissement par liquide

Lorsque la gestion thermique doit faire face à des densités de pertes plus élevées, le refroidissement liquide est privilégié par rapport au refroidissement par air ou solide. Les liquides présentent une conductivité thermique et un transfert de chaleur supérieures à celles des autres agents de refroidissement [27]. Cependant, il est crucial de prendre en considération les risques de fuite, de corrosion, d'inflammabilité, de toxicité, de conduction électrique et de condensation pour éviter d'éventuels problèmes au sein du système de refroidissement [5].

a) Plaques froides :

La conception des plaques froides, qui agissent de manière analogue aux dissipateurs à air en utilisant un liquide pour le refroidissement, a bénéficié d'importants développements afin d'exploiter au mieux les capacités de transfert thermique élevées des liquides. Ces systèmes nécessitent l'intégration d'une pompe pour assurer la circulation du liquide et d'un échangeur de chaleur pour dissiper la chaleur accumulée vers l'extérieur, comme illustré dans la Figure I-8-a [5]. Les innovations dans la conception des plaques froides ont notamment visé à maximiser la surface de contact avec le liquide, ce qui a permis d'améliorer significativement le transfert de chaleur, atteignant des densités de flux de l'ordre de dizaines de W/cm^2 [24]. Ces avancées ont par la suite favorisé l'émergence de la technologie des micro-canaux, qui est désormais reconnue comme une technologie distincte et avancée dans le domaine du refroidissement [5].

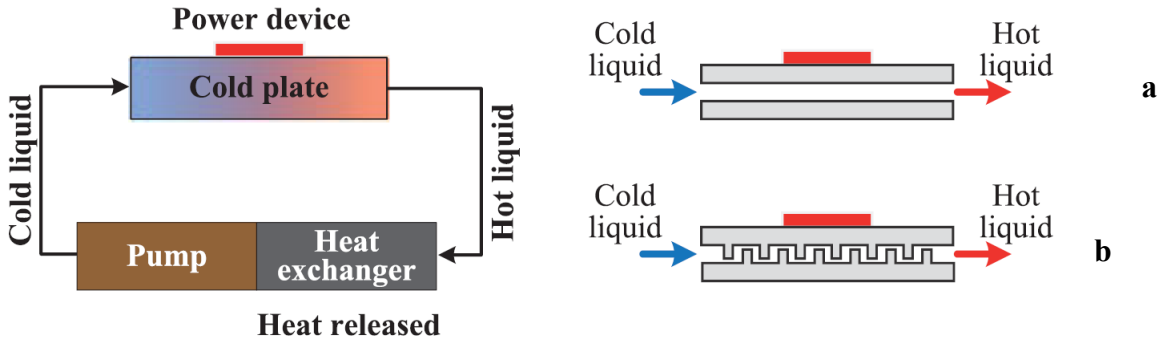


Figure I-8 a- Plaque froide et b- micro-canaux [5].

b) Micro-canaux :

Dans le domaine du refroidissement, le terme de diamètre hydraulique fait référence aux dimensions des canaux des dissipateurs thermiques, qui varient typiquement de dix à plusieurs

centaines de micromètres, comme le montre la Figure I-8-b. L'application de la technologie des micro-canaux permet d'obtenir des densités de flux avoisinant les 1000 W/cm^2, avec des objectifs de recherche visant à augmenter encore cette performance. Quant aux liquides de refroidissement, leur gamme s'étend de l'eau déionisée à divers réfrigérants ou, plus récemment aux nano-fluides. Les débits fluides varient de quelques dizaines à plusieurs centaines de mL/min. Un constat initial indique que la réduction de la taille des canaux augmente le transfert de chaleur mais génère aussi des pertes de charge plus importantes. Face à ce défi, les avancées dans le développement de pompes et micro-pompes cherchent à pallier ces limitations.

c) L'immersion

L'immersion implique de placer le dispositif nécessitant un refroidissement directement dans un liquide, utilisant soit la convection naturelle sans assistance mécanique, soit la convection forcée avec l'aide de pompes pour augmenter l'efficacité du transfert thermique [4],[5],[34]. Cette méthode devient particulièrement pertinente lorsqu'on aborde le refroidissement diphasique, où le liquide passe à l'état gazeux en atteignant son point d'ébullition, offrant ainsi une capacité de dissipation thermique augmentée. L'immersion est principalement appliquée dans la microélectronique. Cette technique trouve également sa place dans le refroidissement des convertisseurs de puissance à haute densité énergétique, capable de gérer des dissipations de plusieurs centaines de watts et des densités de flux thermiques de 500 à 1000 W/cm^2 [5]. L'optimisation de cette approche inclut la sélection rigoureuse de liquides de refroidissement, souvent des liquides diélectriques. Une attention particulière se focalise également sur la performances des pompes, qui doivent compenser les pertes de pression tout en maintenant un débit adéquat (de l'ordre de quelques L/min) [35].

d) L'impact par jets

L'impact par jets est une technique de refroidissement qui consiste à diriger un jet de liquide à haute vitesse directement sur la surface du composant à refroidir. Ce jet est généralement produit à l'aide d'une série de petits trous disposés en matrice permettant d'obtenir un débit élevé et une répartition uniforme du flux thermique sur la surface cible. En fonction de la configuration du système, cette méthode peut être utilisée de différentes manières, soit à surface libre lorsque le jet s'échappe directement dans l'air après impact (jet libre), soit dans une chambre fermée où le jet est confiné entre deux surfaces (jet confiné), soit enfin dans un milieu totalement immergé où l'ensemble du composant est plongé dans un liquide (jet immergé). Ces trois configurations permettent d'adapter la stratégie de refroidissement selon les contraintes du système, comme illustré

en Figure I-9 [5]. Cette technique, dont l'efficacité est influencée par de nombreux paramètres comme la vitesse du jet, son diamètre, l'angle d'impact, et les propriétés du fluide, permet d'atteindre des performances très élevée, avec des densités de flux thermiques dépassant les 1000 W/cm^2 [27]. Elle illustre la capacité d'innovation adaptée à des applications exigeantes nécessitant un contrôle précis de la température et une dissipation thermique élevée [5].

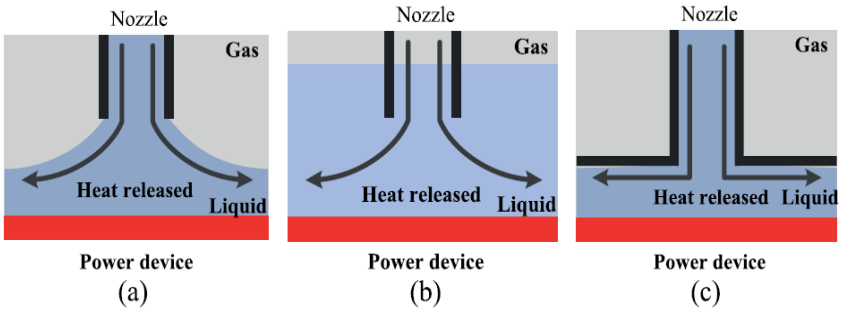


Figure I-9 Refroidissement par impact de jet : (a) jet à surface libre, (b) jet immergé, et (c) jet confiné immergé [5].

I.3.2.4 Technologies de refroidissement par changement de phases

Le refroidissement diphasique se distingue du refroidissement monophasé par un point clé : le fluide ne se contente pas de se réchauffer, il change d'état en passant de liquide à vapeur. Ce changement de phase permet d'évacuer beaucoup plus de chaleur, tout en maintenant une température plus stable. Grâce à ce mécanisme, il est possible d'atteindre des taux de transfert thermique très élevés, avec moins de débit et moins de puissance de pompage qu'un système classique. Un autre avantage important est le comportement presque isotherme du système : comme l'ébullition se fait à température constante, cela aide à maintenir une température homogène dans tout le composant, ce qui améliore sa stabilité thermique. Ce type de refroidissement permet aussi de réduire la taille et le poids de l'ensemble, ce qui est particulièrement utile dans des applications comme l'aérospatiale. Au final, cela peut aussi entraîner une réduction des coûts de fabrication et d'exploitation [5].

Mais cette technologie a aussi ses limites. Elle demande une conception plus complexe, avec des réglages précis pour assurer la fiabilité du système. Il faut aussi faire attention au choix du fluide utilisé, certains liquides capables de changer de phase pouvant être toxiques ou poser des problèmes environnementaux. C'est pourquoi la sélection des matériaux et la conception globale du système

doivent être faites avec soin, pour minimiser les risques tout en profitant des bénéfices du refroidissement par changement de phase [5].

a) Les caloducs

Depuis leur invention il y a plus d'un demi-siècle, les caloducs se sont imposés comme des dispositifs passifs essentiels pour le transfert de chaleur diphasique, bénéficiant d'améliorations continues. Un caloduc typique se compose d'un conteneur, d'un fluide et d'une structure capillaire, comme illustré dans la Figure I-10. La particularité de ce système réside dans sa capacité à absorber la chaleur via l'évaporation du fluide, puis à transporter cette vapeur vers une zone plus froide où elle se condense, libérant ainsi la chaleur absorbée à travers un échangeur de chaleur. Grâce à la capillarité au sein de la structure poreuse, le liquide condensé est ramené vers la source de chaleur, permettant un cycle continu [5].

Avec leur flexibilité et leur conductivité thermique exceptionnelle, les caloducs permettent d'extraire des niveaux de densité de chaleur variés, allant de quelques dizaines à plusieurs centaines de W/cm^2, avec des débits de liquide assez faibles. Malgré ces avantages, les caloducs rencontrent des limites, notamment en termes de température maximale supportable et de forte influence des effets hydrostatiques sur le pompage capillaire [36].

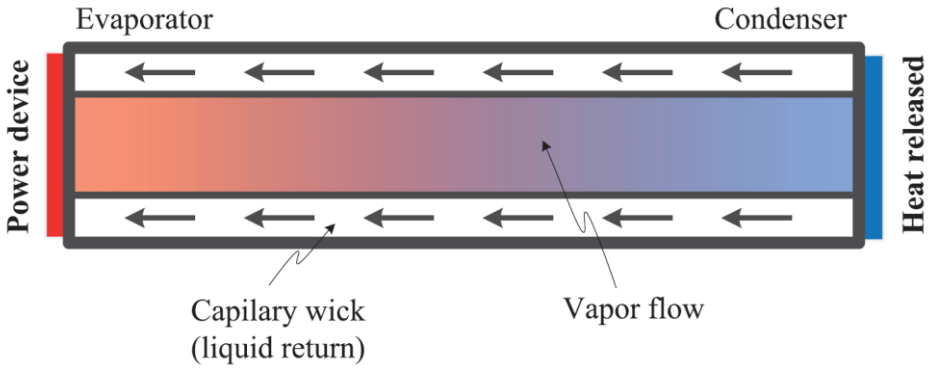


Figure I-10 Caloduc [5]

b) Pulvérisation

La pulvérisation (Figure I-11) est une autre méthode de refroidissement efficace, qui mise sur l'évaporation du liquide pour absorber la chaleur. En utilisant la chaleur de vaporisation, elle permet de gérer des flux thermiques très élevés, même dans des configurations compactes. Il existe deux grandes variantes de cette technique, la pulvérisation sous pression, qui propulse un liquide à travers

une buse sous haute pression, et la pulvérisation atomisée, où un courant d'air à haute pression disperse le liquide en fines gouttelettes. Cette méthode est particulièrement efficace car elle provoque l'ébullition du fluide dès qu'il entre en contact avec la surface chaude. L'énergie thermique est alors absorbée sous forme de chaleur latente d'évaporation, ce qui améliore considérablement l'évacuation de la chaleur [5].

Le refroidissement par pulvérisation améliore le transfert de chaleur et réduit la consommation énergétique nécessaire au fonctionnement des pompes pour la circulation du fluide. Cependant, le choix judicieux du fluide de refroidissement est crucial. Il faut un liquide possédant des propriétés thermiques et chimiques adaptées pour un contact direct avec l'électronique chaude sans provoquer la formation de couches liquides qui nuisent à l'efficacité du refroidissement.

La complexité du refroidissement par pulvérisation réside dans sa dépendance à une multitude de facteurs physiques et géométriques. Les performances rapportées montrent des débits allant de quelques litres à des dizaines de litres par heure, capables de gérer des densités de flux thermiques allant de quelques dizaines à plusieurs centaines de W/cm^2[37]. Cette efficacité souligne l'importance des efforts continus déployés pour parfaire et optimiser cette technologie avancée de gestion thermique.

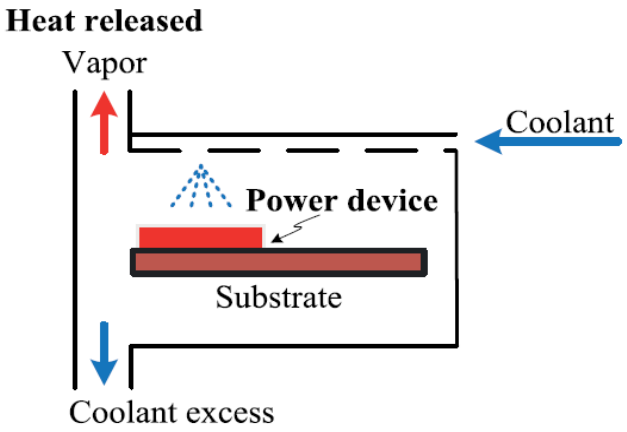


Figure I-11 Pulvérisation [5]

I.3.3 Classification des Systèmes de Refroidissement pour les Composants WBG

I.3.3.1 Critères de Classification

Pour choisir une solution de refroidissement adaptée à une application donnée, plusieurs critères essentiels doivent être pris en compte. Parmi les plus importants, on retrouve : la capacité maximale

de dissipation thermique (Q_{max}), le rendement énergétique du système (η_{max}), l'impact sur le volume exprimé par l'indicateur $1/V_e$, le coût et la complexité de mise en œuvre et enfin la maturité technique de la solution envisagée. Ces critères sont présentés de manière comparative dans la Figure I-12 [5]. Ils permettent d'avoir une vision globale des technologies disponibles, qu'il s'agisse de refroidissement passif, liquide, gazeux ou diphasique.

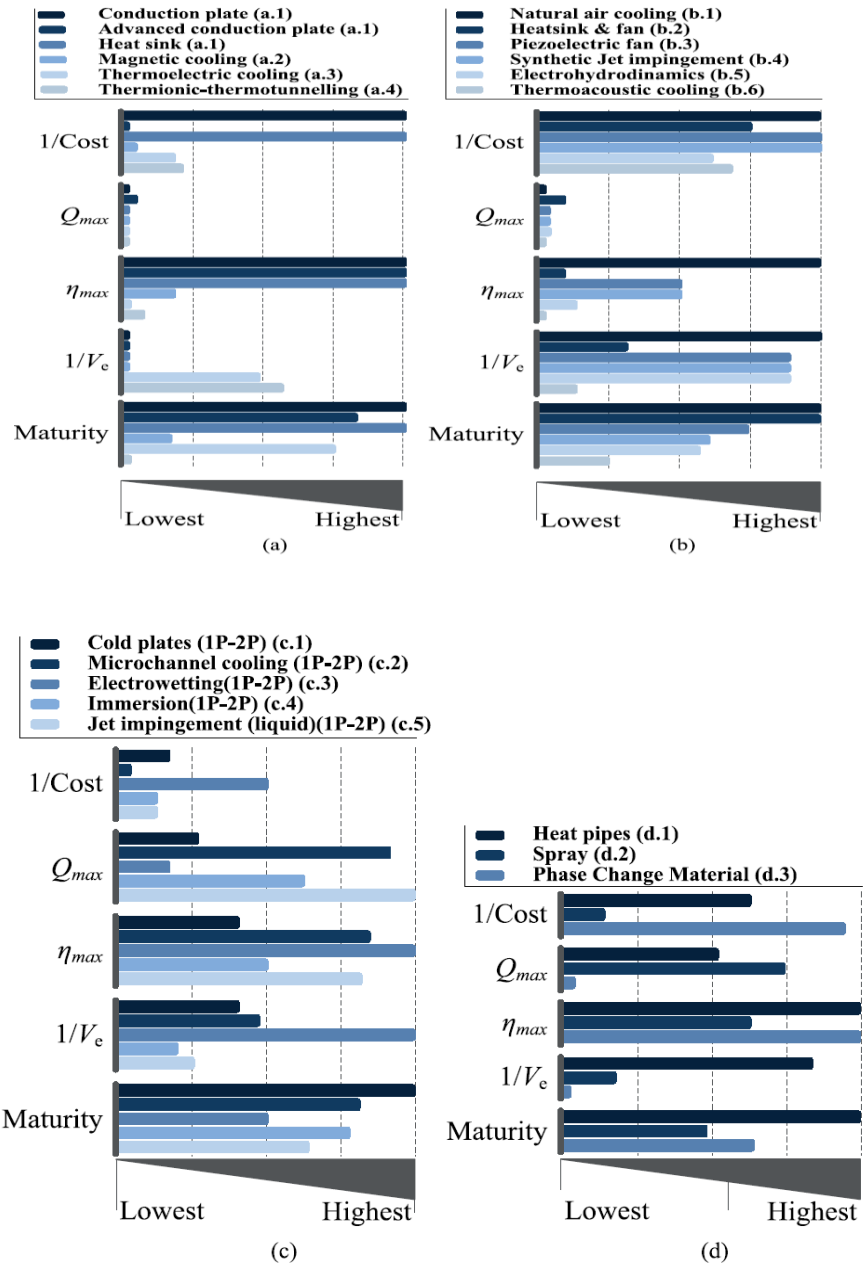


Figure I-12 Diagrammes à barres comparant les principales techniques de gestion thermique : (a) techniques solides, (b) par refroidissement gazeux, (c) par refroidissement liquide, et (d) par refroidissement diphasique [5].

Parmi eux, Q_{max} est central car elle représente la densité de flux thermique maximale (ou la densité de pertes maximale) que la technologie peut dissiper (en W/cm²), et il est détaillé pour chaque solution dans les sections précédentes. Le rendement η_{max} mesure le rapport entre la chaleur extraite et l'énergie consommée pour la retirer. Cette efficacité, aussi appelée coefficient de performance (COP), est différente du rendement d'un module de puissance. Il faut d'ailleurs garder en tête que l'efficacité globale (module + système de refroidissement) est toujours inférieure au rendement du module seul, car le refroidissement consomme lui-même de l'énergie. Concernant le volume, plus une technologie dissipe de chaleur dans un petit espace, plus elle est intéressante. Cette capacité est évaluée par le ratio $1/V_e$, qui valorise les systèmes compacts. Enfin, les aspects coût, complexité et maturité technologique relèvent davantage d'une évaluation qualitative, basée sur l'expérience, la disponibilité sur le marché, et le niveau de développement de chaque solution.

I.3.3.2 Systèmes de Refroidissement Adaptés aux WBG

Comme évoqué plus tôt, les composants WBG posent des défis thermiques particuliers. Leur taille réduite, combinée à une puissance délivrée plus élevée, génère des densités de flux thermiques très élevées allant de plusieurs centaines de W/cm² jusqu'au niveau du kW/cm². Cela exclut toutes les solutions dont la capacité de dissipation reste très inférieure à 1 kW/cm². Pour ces composants, il faut se tourner vers des techniques de refroidissement très performantes, capables d'absorber de telles densités de chaleur.

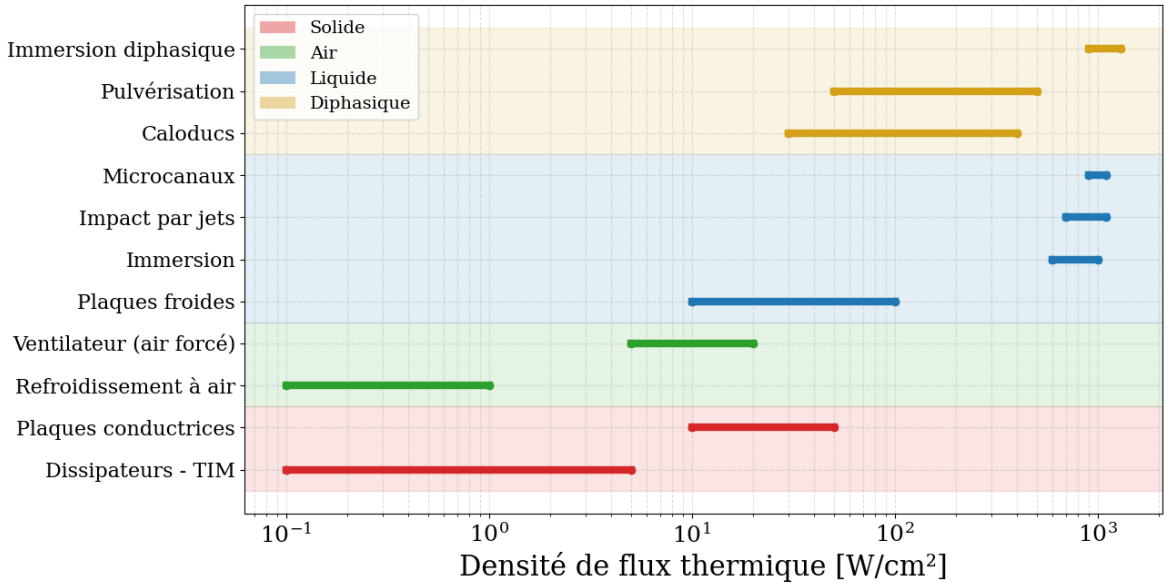


Figure I-13 Classement des techniques de refroidissement par rapport au Q_{max}

Pour faciliter la sélection, une vue d'ensemble des technologies disponibles, classées selon leur capacité maximale de dissipation thermique Q_{max}, est proposée dans la Figure I-13. Cette figure, construite à partir des données abordées dans la section précédente, permet de situer approximativement chaque méthode de refroidissement dans un cadre comparatif, et d'identifier celles qui sont réellement compatibles avec les exigences thermiques des composants WBG.

Les figures (Figure I-12 / Figure I-13) montrent clairement que les technologies de refroidissement par air, ainsi que les solutions à l'état solide, ne suffisent pas pour les applications où les densités de flux thermiques sont élevées. Ces méthodes peinent à dépasser quelques dizaines de W/cm², ce qui les rend inadaptées aux besoins des composants WBG. On peut toutefois noter que les plaques de conduction avancées offrent de meilleures performances que les autres solutions passives en état solide, atteignant jusqu'à trois à quatre fois plus de capacité de dissipation, comme le montre la Figure I-12 (a). De manière similaire, les ventilateurs combinés aux dissipateurs thermiques restent les plus performants de leur catégorie, même s'ils restent très en dessous des besoins des systèmes à forte densité de puissance (voir Figure I-12 (b)) [5].

Dans la majorité des cas, le paramètre le plus critique en conception thermique reste la puissance maximale à dissiper, surtout dans les systèmes de forte puissance. À ce titre, les solutions liquides ou biphasées se démarquent, car ce sont elles qui offrent les meilleures performances de dissipation thermique. Cela dit, tout ne se joue pas uniquement sur ce paramètre Q_{max}. Il faut aussi prendre en compte le coût, la complexité de mise en œuvre, et la robustesse du système (Figure I-12). Par exemple, le refroidissement diphasique peut offrir de très bonnes performances, mais il peut aussi atteindre ses limites en fonction des configurations, comme c'est parfois le cas avec la pulvérisation par eau. En plus de cela, son coût peut être plus élevé. Dans ce contexte, les solutions de refroidissement liquide apparaissent souvent comme un meilleur compromis, alliant efficacité thermique et viabilité économique.

Parmi les technologies liquides les plus efficaces, trois se distinguent selon la Figure I-13: les micro-canaux, l'immersion et l'impact par jets, toutes capables de dépasser 1 kW/cm². Si l'on affine la sélection à partir d'autres critères comme le coût et la complexité, les micro-canaux sont souvent écartés, car ils restent très performants mais chers à fabriquer. On se retrouve alors avec deux options sérieuses : l'immersion et le jet. Entre les deux, l'immersion se distingue par sa simplicité de mise en œuvre et une meilleure accessibilité technologique. Elle nécessite moins de précision dans la conception, moins d'expertise pour l'intégration, et elle est déjà adoptée dans plusieurs secteurs industriels, notamment dans le domaine des véhicules électriques. Ce profil en

fait aujourd'hui l'une des solutions les plus adaptées pour répondre aux contraintes thermiques élevées des composants à large bande interdite.

I.4 Modélisation Thermique des Semi-conducteurs

I.4.1 Introduction

Dans l'évolution des technologies des transistors de puissance, l'adoption de composants à large bande interdite (WBG) tels que le SiC et le GaN représente une avancée majeure, permettant une dissipation thermique accrue et un fonctionnement à des températures plus élevées [38]. Cette caractéristique est cruciale, étant donné que près de 60 % des défaillances des dispositifs de puissance sont liées à l'augmentation de la température de jonction, qui peut doubler le risque de défaillance à chaque hausse de 10 °C [39], [40], ce qui en fait l'un des composants les plus fragiles des convertisseurs de puissance [3].

Face à ces défis, la gestion précise de la température devient indispensable pour garantir la fiabilité des équipements électroniques de puissance. De plus, comme mentionné précédemment, les composants WBG sont généralement 3 à 5 fois plus petits que leurs équivalents en silicium [19], et la puissance qu'ils délivrent, bien que plus élevée, s'accompagne d'une réduction de la surface de dissipation thermique pour améliorer la densité de puissance dans les convertisseurs compacts [3]. Tout cela contribue à élever la température de jonction, augmentant ainsi le risque de pannes ou même de casses physiques des composants [3], [12], [41], ce qui rend son estimation encore plus capitale.

Les méthodes de mesure directe de la température de jonction sont fortement limitées par l'encapsulation et le packaging des modules de puissance, qui rendent la zone de jonction inaccessible [9]. Certaines méthodes tentent de contourner cette contrainte en utilisant des capteurs physiques comme des thermomètres infrarouges ou des fibres optiques, capables de mesurer la température au plus près de la jonction. Mais ces techniques nécessitent de détruire partiellement le composant, ou de modifier sa structure pour intégrer les capteurs, ce qui les rend coûteuses, complexes, invasives et peu adaptées à l'usage réel [42], [43].

Une autre approche repose sur les paramètres électriques sensibles à la température (Temperature-sensitive electrical parameter TSEP). Elle exploite les propriétés électriques des composants semi-conducteurs eux-mêmes, en sélectionnant des paramètres comme la tension de seuil (V_{TH}), la chute de tension à l'état saturé (V_{DS_ON},) la résistance à l'état passant (R_{DS_ON}) ou le temps de commutation

(t_{ON} - t_{OFF}), qui évoluent avec la température. Cela permet d'utiliser le composant comme capteur de sa propre température de jonction [44]. Toutefois, ces méthodes nécessitent souvent des circuits de test spécifiques et modifient le fonctionnement normal du convertisseur pour insérer des phases de mesure, ce qui les rend également invasives [44], [45].

Dans ce contexte, l'utilisation de modèles thermiques est une solution efficace pour estimer la température de jonction de manière non invasive. Les modèles les plus courants cherchent à établir une relation entre la puissance dissipée par le composant, son impédance thermique (ou sa réponse thermique dynamique), et les propriétés physiques du système [3], [46]. Ces modèles peuvent être classés en trois grandes catégories : les modèles analytiques, les modèles numériques (comme les simulations par éléments finis), et les modèles à base de réseaux thermiques équivalents (modèles RC). Chacun de ces approches présente des avantages et des limites selon le niveau de précision attendu, le temps de calcul disponible, ou encore les données accessibles sur le composant [6].

I.4.2 Les Modèles thermique

I.4.2.1 Modèle numérique

Les modèles numériques sont largement utilisés pour simuler le comportement thermique des composants de puissance, en particulier lorsque les géométries ou les conditions limites sont complexes. Des logiciels commerciaux comme COMSOL ou ANSYS/Icepak sont souvent utilisés dans ce cadre [47]. Ils reposent sur des techniques de calcul avancées comme la méthode des éléments finis (FEM), permettant de reproduire de manière fine les transferts thermiques et les écoulements de fluide dans les structures électroniques [48]. La simulation par éléments finis permet une grande précision, en tenant compte des détails de la structure et des propriétés thermiques des matériaux [6]. Mais cela nécessite à la fois un temps de calcul important et une puissance de calcul élevée, ce qui peut rapidement devenir un frein dans un contexte de prototypage ou d'évaluation rapide.

Un autre défi majeur concerne l'intégration de ces modèles dans des analyses couplées électro-thermiques. En effet, simuler à la fois le comportement électrique et thermique d'un composant dans des conditions réelles et dynamiques reste complexe. Cela limite souvent ces simulations à des cas de charge bien définis, ce qui est problématique lorsqu'on souhaite évaluer la fiabilité des dispositifs sur de longues durées ou dans des régimes de fonctionnement variables [7].

Par ailleurs, pour accélérer les calculs, il est possible d'utiliser des méthodes de réduction d'ordre (MOR), mais cela se fait parfois au prix d'une perte de précision. De plus, ces modèles numériques nécessitent de connaître avec précision la structure physique interne du composant (dimensions, matériaux, interfaces), ce qui pose un problème dans la pratique : les constructeurs fournissent rarement ces informations, pour des raisons de confidentialité industrielle ou de protection de propriété intellectuelle.

Ainsi, malgré leur capacité à fournir une vision détaillée et fidèle du comportement thermique, les modèles numériques sont confrontés à plusieurs limites : temps de calcul élevé, difficulté d'intégration dans des simulations électro-thermiques complètes, et manque d'accès aux données nécessaires à leur mise en œuvre dans des cas réels [6], [7].

I.4.2.2 Modèle analytique

Basées sur l'équation de diffusion thermique pour analyser le comportement des transistors de puissance, les méthodes analytiques offrent une simplification de la structure physique complexe, visant à optimiser la vitesse de calcul [7]. Ces méthodes incluent la méthode des éléments frontières, la méthode de la matrice de transmission ligne par ligne en 3D, et l'utilisation de l'équation de Green, parmi d'autres [7]. Ces techniques permettent une résolution efficace de l'équation de la chaleur, bien qu'elles soient principalement conçues pour des simulations statiques [7]. De plus, en omettant de considérer l'imperfection des contacts, ces modèles peuvent induire des erreurs notables dans les prédictions [47]. Malgré ces limites, l'approche analytique, grâce à sa rapidité de calcul par rapport aux méthodes numériques, demeure précieuse pour une première approximation du comportement thermique, en intégrant notamment les équations électriques pour diverses applications dans les simulateurs [48].

Par exemple, Du *et al.* [49] ont développé un modèle thermique 2D basé sur la méthode de décomposition en série de Fourier pour l'analyse thermique dynamique dans un IGBT, sous la forme I-1. Cette équation permet de décrire la distribution de la température dans un module de puissance en fonction de la position et du temps. Elle exprime la température $T(x, y, t)$ comme une somme de modes spatiaux représentés par des fonctions cosinus, chacun étant associé à un coefficient $T_{mn}(t)$ qui évolue avec le temps.

$$T(x,y,t) = \sum_{m=0}^{\infty}\sum_{n=0}^{\infty} T_{mn}(t)\cos\left(\frac{m\pi x}{W}\right)\cos\left(\frac{n\pi y}{L}\right) \quad \text{I-1}$$

I.4.2.3 Modèles de réseaux thermiques

Les modèles numériques de réseaux thermiques, en particulier les modèles dits compacts ou modèles de réseau RC, sont basés sur un enchaînement de résistances et capacités thermiques équivalentes [7]. Ils permettent de modéliser la dynamique thermique des composants de manière simple, rapide et suffisamment précise, ce qui les rend très bien adaptés aux simulations de longue durée, notamment pour suivre l'évolution de la température de jonction dans des profils de mission complexes à échelle de temps long [48]. Ces modèles peuvent être facilement intégrés dans des outils de simulation de circuits, pour estimer en temps réel la température du composant pendant son fonctionnement. Ce type de modélisation est particulièrement intéressant dans le cadre de l'électronique de puissance, car il représente l'un des choix les plus répandus, offrant un bon compromis entre précision et coût de calcul, ce qui explique leur adoption large dans les environnements industriels et embarqués [40], [48], [7]. C'est justement pour ces raisons que ce type de modèle nous intéresse tout particulièrement dans ce travail.

On retrouve deux types de modèles RC, les modèles de Foster et de Cauer, chacun ayant ses avantages selon le type d'application [40], [48].

La résistance thermique R_{th} exprime l'opposition d'un matériau ou d'une interface au passage de la chaleur. Elle se calcule simplement comme une différence de température divisée par le flux thermique entre deux points (I-2) [40]. Comme en électricité, plus cette résistance est élevée, plus la circulation de la chaleur est ralentie. Ceci explique qu'on parle souvent d'un comportement équivalent à celui d'un circuit électrique, avec la température qui joue le rôle de potentiel électrique, et le flux de chaleur celui de l'intensité électrique [48].

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{P} \quad \text{I-2}$$

La capacité thermique C_{th} représente la quantité de chaleur qu'un matériau peut absorber pour augmenter sa température. Elle dépend de sa masse et de sa capacité calorifique, et elle joue un rôle essentiel dans la réponse dynamique du système thermique. Plus la capacité est élevée, plus le matériau met du temps à chauffer ou à refroidir (inertie thermique). Dans l'analogie avec

l'électricité, elle est comparable à une capacité électrique, qui stocke temporairement de l'énergie : ici, la chaleur remplace la charge, et la température remplace la tension. Ce comportement capacitif est indispensable pour modéliser correctement les variations de température dans le temps, notamment lors des phases d'échauffement ou de refroidissement [40], [48].

a) Le Modèle de Cauer

Le modèle de Cauer (Figure I-14) est intrinsèquement lié aux propriétés physiques des semi-conducteurs, offrant une cartographie précise des résistances et capacités thermiques de chaque couche du dispositif [40], [48]. Ce modèle, basé sur la géométrie et les propriétés matérielles de l'objet étudié, permet de calculer les paramètres thermiques essentiels [38]. Pour chaque couche du module que ce soit le semi-conducteur, la soudure de la puce, le substrat, la soudure du substrat ou la base de la semelle - les éléments RC sont définis pour refléter la résistance R_{th} (I-3) et la capacité C_{th} thermiques (I-4) de chacune des couches [40].

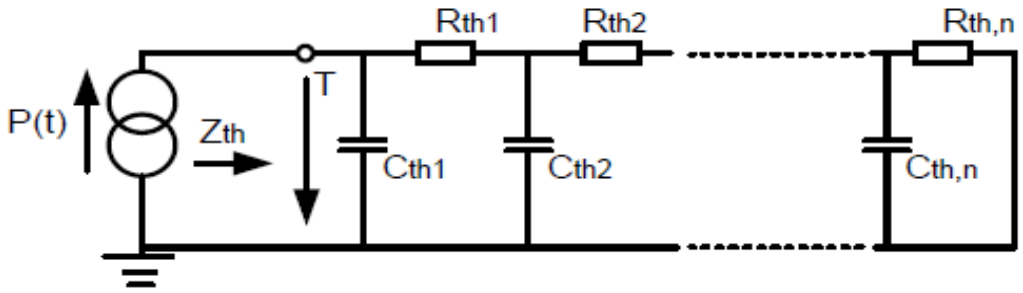


Figure I-14 Modèle Cauer [40]

Pour chaque couche du module qu'il s'agisse du semi-conducteur lui-même, de la soudure de la puce (chip), du substrat, de la soudure du substrat ou de la base de la semelle on définit un élément RC, avec une résistance thermique donnée par R_{th} :

$$R_{th} = \frac{d}{\lambda \cdot A} \qquad \textbf{I-3}$$

et une capacité thermique C_{th} exprimée par :

$$C_{th} = c_p \cdot \rho \cdot d \cdot A \qquad \textbf{I-4}$$

où d est l'épaisseur du matériau, A est l'aire de la section transversale, λ est la conductivité thermique, ρ est la densité, et c_p est la capacité thermique massique.

Un des avantages du modèle de Cauer est sa flexibilité : il est possible d'ajouter facilement des éléments RC supplémentaires pour prendre en compte des interfaces thermiques comme les TIM, ou encore les dissipateurs. En revanche, cette approche nécessite de bien connaître les propriétés physiques des matériaux utilisés, ce qui peut rendre sa mise en œuvre plus longue et plus exigeante [50]. Elle demande également une certaine expertise en thermique, ce qui peut être un frein en phase de conception rapide ou dans les projets où toutes les données ne sont pas accessibles. Cela souligne l'importance de trouver un compromis entre la précision du modèle et sa simplicité d'utilisation, surtout dans le cadre de systèmes électroniques de puissance où les contraintes sont souvent multiples [38].

b) Le Modèle de Foster

Dans le modèle de Foster (Figure I-15), souvent décrit comme une « boîte noire », la structure interne du dispositif n'est pas directement modélisée [51], [52]. Au lieu de cela, des éléments RC sont utilisés pour représenter une décomposition en fractions partielles de la fonction de transfert thermique du système [48].

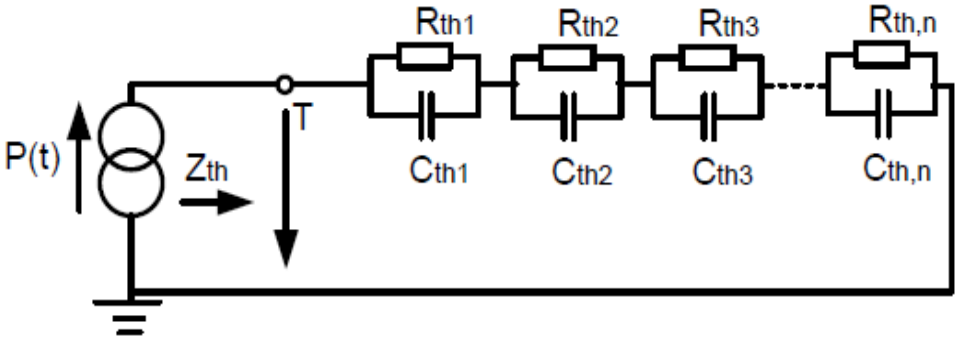


Figure I-15 Modèle Foster [40]

Cette représentation fractionnaire illustre l'unicité de ce réseau par sa réponse en échelon, mathématiquement simple, exprimée par la formule suivante :

$$Z_{th} = \sum_{m=1}^{n} R_m \left(1 - e^{-\frac{t}{R_m C_m}}\right) \qquad \text{I-5}$$

Ici Z_{th} représente l'impédance thermique totale du système. R_m et C_m sont ajustées pour correspondre aux courbes de température issues de profils simples de dissipation de puissance. Ces paramètres, sont essentiellement des variables d'ajustement dans ce modèle, sans corrélation directe avec les propriétés physiques du dispositif [38]. En s'appuyant sur les courbes d'impédance thermique fournies dans les fiches techniques des fabricants, le modèle de Foster permet une estimation rapide des caractéristiques thermiques, mais avec une précision qui peut être compromise en raison de l'absence de modélisation des imperfections de contact ou des détails internes du dispositif. En plus, l'ajout d'une résistance et d'une capacitance supplémentaires pour simuler des composants tels que le matériau d'interface thermique (TIM) ou un dissipateur thermique nécessite un nouvel ajustement des courbes contrairement au modèle Cauer, même si une transformation d'un modèle Foster en Cauer reste possible avec la perte d'une représentation physique du système [50].

I.4.3 Calcul des paramètres des modèles à réseaux thermiques

I.4.3.1 Extraction à partir des fiches techniques – modèle Foster

Les fiches techniques fournissent généralement les caractéristiques de l'impédance thermique transitoire Z_{th} (Figure I-16), qu'on utilise pour extraire un modèle RC de type Foster par ajustement [48]. Le nombre de termes RC est secondaire : l'essentiel étant que le modèle s'ajuste correctement la dynamique thermique [46]. Par ailleurs, les données issues des fiches techniques concernent uniquement le composant lui-même, dans des conditions de test spécifiques, et ne prennent pas en compte l'environnement réel d'intégration, notamment la carte électronique ou le système de refroidissement sur lequel il est monté. La fonction analytique de l'impédance thermique est exprimée dans l'équation I-5, à l'aide des termes R_m et C_m [53]. Dans la pratique, un système de contrôle thermique maintient la température du boîtier (T_c) constante, généralement à température ambiante [54]. Une seule impulsion d'amplitude P est alors appliqué jusqu'à ce que la température de jonction T_j du module atteigne un état stable. La mesure des variations de température est généralement effectuée par les constructeurs en utilisant un paramètre électrique sensible à la température. Par conséquent, l'impédance thermique transitoire à l'instant t est définie comme suit [48]:

$$Z_{jc} = \frac{T_j(t) - T_c(t)}{P} = \frac{\Delta T_{jc}}{P} \qquad \textbf{I-6}$$

Ce modèle reste adapté tant que la température de boîtier peut être supposée constante. Cependant, cette hypothèse est rarement vérifiée en conditions réelles [47]. Il devient donc nécessaire de coupler le modèle à celui du dissipateur thermique, en incluant le TIM et les conditions limites réelles [50].

De nombreux articles dans la littérature scientifique non seulement utilisent cette méthode mais proposent également des améliorations et des optimisations pour accroître sa précision et son efficacité [38], [46], [48], [55].

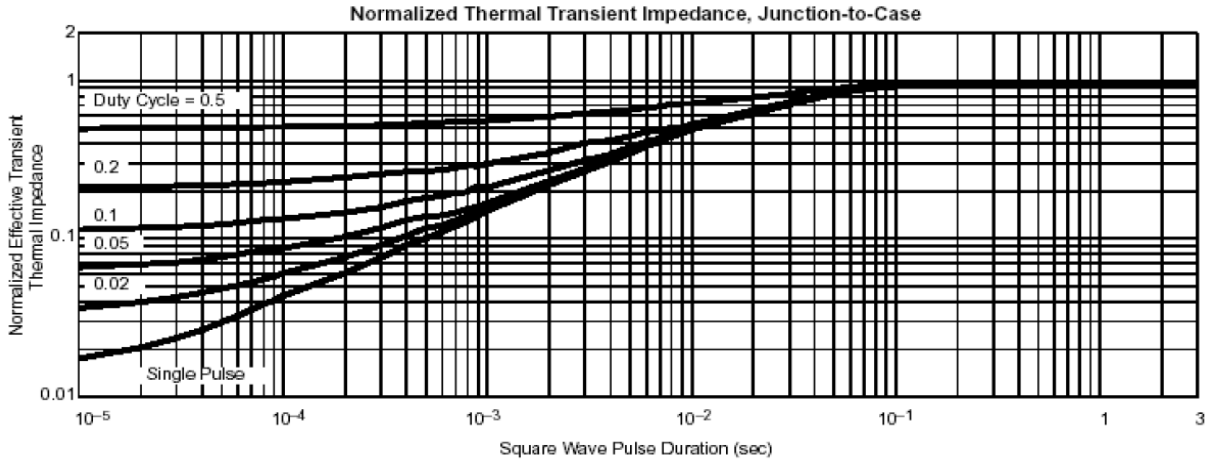


Figure I-16 Courbe d'impédance thermique transitoire de la fiche technique [55]

I.4.3.2 Extraction par angle de diffusion – modèle Cauer

L'angle de diffusion θ joue un rôle crucial dans ces modèles en définissant la manière dont la chaleur se propage à partir d'une source de chaleur [56]. Dans un milieu homogène et isotrope, la chaleur se diffuserait de manière sphérique. Cependant, dans un système réel avec différentes couches de matériaux et des conditions aux limites, l'angle de diffusion peut être utilisé pour modéliser un effet de propagation plus complexe et moins uniforme [57]. En général, l'angle de diffusion est utilisé pour calculer la surface effective de dissipation thermique ($A_{\text{eff}}(\theta)$), qui est une mesure de l'aire sur laquelle la chaleur se répand à partir de la source en fonction de longueur a et la largeur b et l'épaisseur d (I-9) (Figure I-17) [58]. Cela peut être particulièrement important pour les dispositifs où la dissipation thermique est contrainte par des chemins de propagation limités ou des matériaux avec des conductivités thermiques différentes [57].

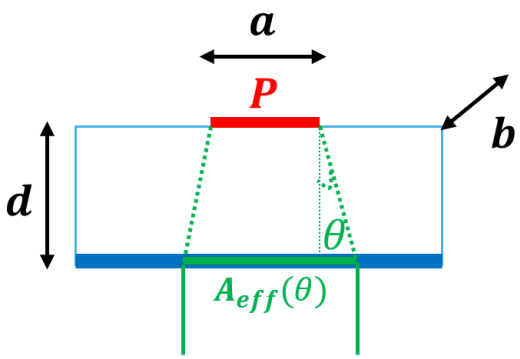


Figure I-17 Chemin de propagation de la chaleur en fonction de l'angle de diffusion θ

$$R_{th} = \int_0^d \frac{1}{\lambda \cdot A_{\text{eff}}(\theta)}\, dz \qquad \textbf{I-7}$$

$$C_{th} = \int_0^d c_t \cdot \rho \cdot A_{\text{eff}}(\theta)\, dz \qquad \textbf{I-8}$$

$$A_{\text{eff}} = (a + 2 \cdot d \cdot \tan(\theta)) \cdot (b + 2 \cdot d \cdot \tan(\theta)) \qquad \textbf{I-9}$$

Les intégrales dans les équations I-7 et I-8 prennent en compte la variation de ces paramètres avec la profondeur ou avec des changements dans les matériaux à travers lesquels la chaleur se propage [59].

Il est souvent nécessaire de sélectionner un angle de diffusion approprié pour le dispositif en question. Cela dépendra de la géométrie du dispositif et de la nature des matériaux impliqués. Par exemple, des angles de 45°, 32.5° ou d'autres valeurs peuvent être choisis en fonction des dimensions géométriques et des caractéristiques de propagation thermique du dispositif. L'hypothèse standard d'un angle de diffusion de 45 degrés est largement utilisée dans l'état de l'art [56], [57], [59], [60], [61], [62].

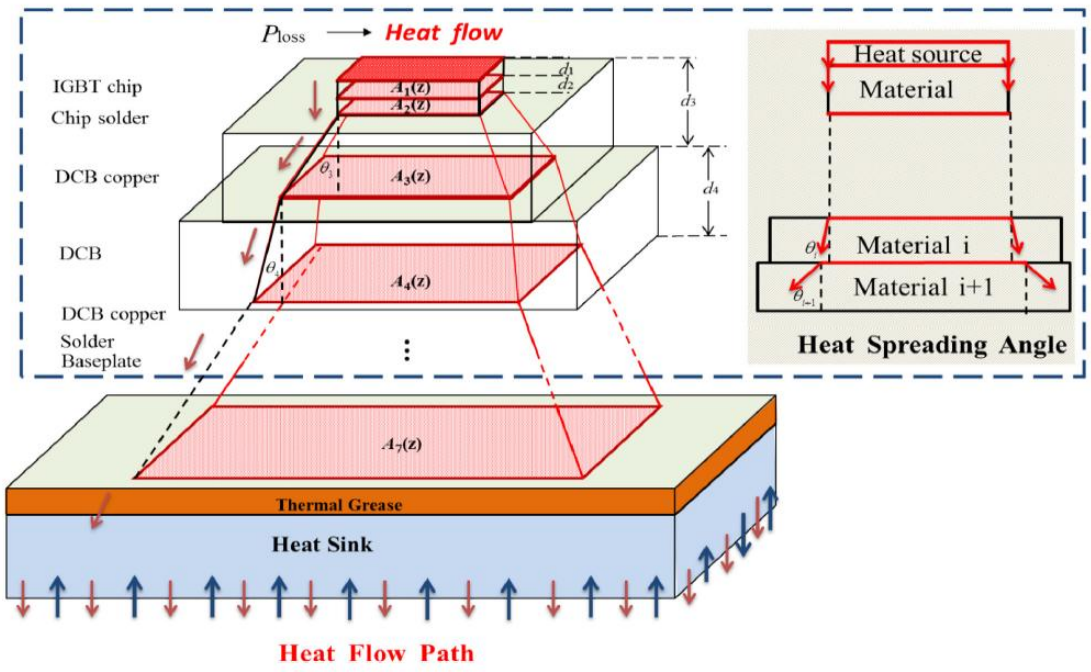


Figure I-18 Description du chemin de propagation de la chaleur du module IGBT [60].

Dans l'article [63], un exemple est présenté pour évaluer la précision de la méthode d'angle de diffusion appliquée à une seule couche. Plusieurs angles couramment étudiés dans la littérature sont envisagés, notamment 26,6°, 32,5° et 45° (Ces valeurs ont été retenues dans l'article en s'appuyant sur des travaux antérieurs qui les identifient comme des configurations généralement optimales), et les résultats obtenus sont comparés directement à ceux de simulations par éléments finis (FEM). L'étude montre qu'un angle fixe peut offrir une bonne concordance avec les résultats numériques, l'angle de 45° se révélant le plus cohérent avec les simulations. Cependant, bien que nous ayons obtenu de bons résultats dans le cas d'une seule couche, dans une configuration multicouche (Figure I-18), cette approche n'est parfois pas suffisante, en particulier pour une dissipation de chaleur sur de longues distances, ce qui est souvent le cas dans un système multicouches [56], [61]. De plus, l'angle de diffusion n'est pas constant à travers toutes les couches [60]. Plusieurs articles suggèrent des modèles analytiques pour se rapprocher de l'angle de diffusion réel. Il existe de nombreuses formules suggérant que l'angle de diffusion dépend de divers paramètres tels que la conductivité thermique, l'épaisseur du matériau, et la puissance dissipée [58], [59], [61], [62], [62], [64]. Cette variété d'approches souligne la difficulté à estimer précisément cet angle, reflétant la complexité inhérente à la modélisation de la dissipation thermique dans les systèmes multicouches.

I.4.3.3 Extraction par simulation FEM – modèles Foster & Cauer

a) Pourquoi utiliser la simulation FEM ?

Les modèles de type Foster, souvent fournis par les fabricants sous forme de courbes d'impédance thermique dans les fiches techniques, ainsi que les modèles de type Cauer, dans lesquels on applique un angle de diffusion fixe, permettent un ajustement rapide. Toutefois, ces méthodes ne reflètent pas directement les phénomènes physiques se déroulant au niveau du composant.

Que ce soit pour Foster ou Cauer, ces approches simplifiées atteignent leurs limites dès lors que l'on considère des conditions de fonctionnement réelles. En effet, les modèles extraits des fiches techniques (datasheets) ne concernent que le composant isolé, les fiches techniques ne fournissant pas l'impédance thermique Z_{th} de la carte de puissance ou de l'environnement d'intégration sur lesquels il est monté. De plus, ni les modèles extraits des datasheets ni les approches à angle fixe ne tiennent compte de la variabilité des matériaux, du couplage thermique entre les puces, ou encore des effets du refroidissement externe [46], [47], [53], [65], [66]. Ces éléments ont un impact significatif sur la résistance et la capacité thermiques des composants.

Pour pallier ces limites, les simulations par éléments finis (FEM) constituent aujourd'hui un levier essentiel dans l'extraction de modèles thermiques RC plus fidèles. Que ce soit pour des structures de type Foster ou Cauer, les simulations FEM permettent de capturer des phénomènes physiques détaillés à l'intérieur des semi-conducteurs, notamment les distributions spatiales de température, les échanges thermiques transversaux, ou encore l'impact de l'architecture interne du composant [46], [66], [67], [68]. Toutefois, cette approche nécessite un accès précis aux détails géométriques et aux propriétés matérielles internes du composant, information qui demeure généralement difficile à obtenir auprès des fabricants. En pratique, les outils FEM sont ainsi plus couramment utilisés pour extraire l'impédance thermique Z_{th} de la carte de puissance ou de l'environnement d'intégration, dont la géométrie et la structure des couches internes sont maîtrisées.

Les modèles de Foster extraits à partir de données FEM peuvent intégrer des effets souvent négligés dans les versions fiche technique, comme la dépendance aux conditions limites ou les non-linéarités liées aux matériaux et les couplages [46], [67]. Ces modèles conservent la structure mathématique simplifiée de Foster, mais avec des coefficients ajustés sur la base d'un comportement thermique simulé de manière plus fine et plus réaliste.

Du côté des modèles de Cauer, qui représentent explicitement chaque couche physique du composant, la simulation FEM permet une correspondance plus directe avec la réalité du dispositif. Les paramètres RC sont alors extraits en régime transitoire, en résolvant une équation différentielle classique du type :

$$C_i \frac{dT_i}{dt} + \sum_j G_{ij}(T_i - T_j) = P_i \qquad \textbf{I-10}$$

Où G correspond à la conductance thermique (inverse de la résistance) et P à la puissance dissipée [7], [51], [69]. Cette approche donne accès à des modèles Cauer structurés, reflétant les interfaces thermiques, les matériaux réels, et leur couplage, notamment dans les cas multi-puces ou avec des systèmes de refroidissement avancés [69], [70].

En résumé, les simulations FEM, qu'elles soient appliquées à la structure simplifiée du modèle Foster ou à la représentation physique du modèle Cauer, représentent une réponse robuste et adaptée à la complexité croissante des dispositifs électroniques de puissance, à condition de disposer des informations géométriques et des propriétés physiques détaillées du composant.

b) Exemple d'extraction du modèle Cauer par simulation FEM

L'article [7] propose une méthode rigoureuse pour extraire les paramètres d'un réseau thermique compact de type Cauer à partir de simulations FEM transitoires, tout en prenant en compte les effets de couplage thermique entre les différentes zones du composant.

La structure thermique modélisée comporte 6 sources de chaleur et 19 nœuds de température, comme représenté dans la Figure I-19. Les interactions thermiques entre ces nœuds sont modélisées à l'aide de conductances thermiques (notées G_{ij}) et de capacités thermiques (notées C_i), qui traduisent respectivement les échanges de chaleur entre deux nœuds et la capacité d'un nœud à emmagasiner de la chaleur. L'identification des paramètres du réseau (32 conductivités thermiques et 18 capacités thermiques) repose sur la résolution de l'équation différentielle (I-10) en forme matricielle.

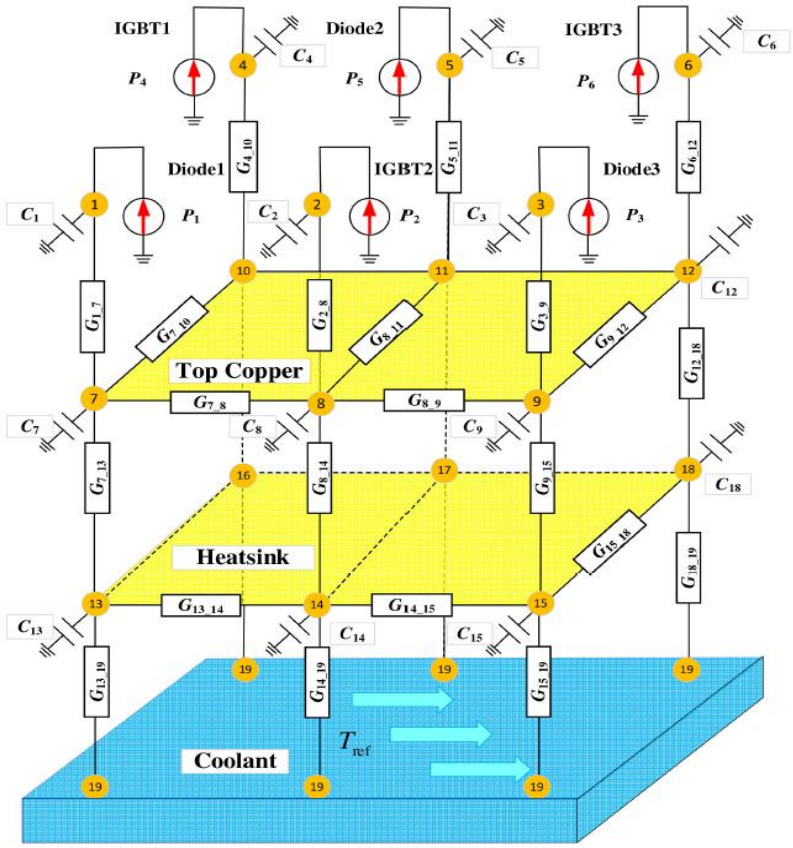


Figure I-19 Réseau thermique compact tridimensionnel [7].

Pour identifier les conductances thermiques, l'équation est simplifiée en régime permanent (c'est-à-dire lorsque les températures ne varient plus dans le temps), ce qui permet d'obtenir une relation linéaire entre les températures stables et les puissances injectées $\sum_j G_{ij}(T_i - T_j) = P_i$. L'article utilise deux configurations différentes de dissipation pour obtenir un nombre suffisant d'équations et permettre l'identification de tous les paramètres G_{ij}, notamment ceux traduisant les couplages thermiques entre les puces.

L'identification des capacités thermiques est ensuite réalisée en analysant les réponses transitoires (variation de température dans le temps) obtenues via la simulation FEM. Chaque capacité est identifiée individuellement à partir de l'équation différentielle appliquée à un nœud spécifique. Par exemple, pour le nœud correspondant à une puce IGBT, la variation de température est mise en relation avec les températures de ses nœuds voisins et les conductances thermiques associées. Une méthode de recherche de motif dans MATLAB est utilisée pour ajuster les valeurs de capacité thermique de manière à reproduire fidèlement les courbes transitoires issues de la simulation. Par exemple, la capacité C_8 est extraite à partir de la relation :

$$C_8 \frac{dT_8}{dt} + \sum_{i=2,7,9,11,14} G_{8,i}(T_8 - T_i) = 0 \qquad \text{I-11}$$

Le modèle thermique ainsi obtenu permet une simulation en seulement 6 secondes, contre 120 minutes pour le modèle FEM complet, soit un gain d'un facteur 1200 en temps de calcul. La comparaison des résultats montre un écart moyen de seulement 1,4 %, validant la fiabilité de cette approche pour une utilisation en simulation longue durée.

c) Exemple d'extraction du modèle Foster par simulation FEM

L'article [53] propose une méthode avancée pour construire un modèle de Foster prenant en compte les effets de couplage thermique entre puces dans un module IGBT multi-puces. Ce travail s'appuie sur des simulations par éléments finis (FEM) pour extraire une matrice complète d'impédance thermique, incluant les termes propres (auto-échauffement) et les termes croisés (échauffement mutuel).

Le module étudié comprend six demi-ponts connectés en parallèle, intégrant 12 puces IGBT et 12 puces de diodes. L'analyse thermique se concentre sur des points de mesure répartis sur chaque puce (Figure I-20), notamment sur les positions i2, i5, i8 (IGBT) et d2, d5, d8 (diodes), permettant de suivre avec précision les évolutions thermiques dans différents scénarios de conduction.

Trois cas de conduction sont simulés : (1) Une puce IGBT (T1) seule en conduction, (2) une puce diode (D1) seule en conduction, (3) T1 et D1 conduisent alternativement.

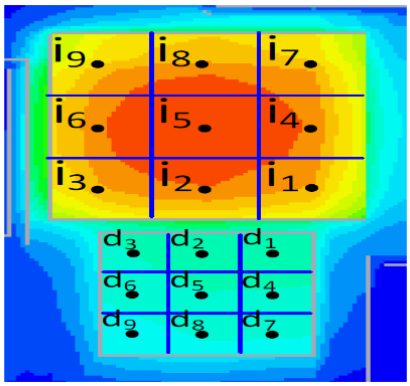


Figure I-20 Points de contrôle de la température sur les puces IGBT et les diodes. [53]

Les courbes de température transitoire obtenues à ces points de surveillance révèlent une interaction thermique asymétrique entre les puces. Plus précisément, la diode est fortement influencée par les pertes de l'IGBT voisin, alors que l'inverse est beaucoup moins marqué. Cette asymétrie est expliquée par la taille plus réduite de la diode et les pertes de puissance supérieures dans l'IGBT.

La température T_m mesurée à un point de surveillance est la somme des contributions de chaque puce via leur impédance thermique et de la température de référence :

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \cdots \\ T_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2n} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ Z_{m1} & Z_{m2} & \cdots & Z_{mn} \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \cdots \\ P_n \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{ref1} \\ T_{ref2} \\ \cdots \\ T_{refk} \end{bmatrix} \quad \textbf{I-12}$$

Les éléments diagonaux Z_{mm} de la matrice correspondent à l'impédance thermique propre de chaque puce, obtenue en injectant une puissance P_m dans une puce et en mesurant l'élévation de température à son propre point de surveillance, rapportée à une température de référence. Les éléments hors diagonale Z_{mn} représentent les impédances thermiques de couplage, mesurées en appliquant une puissance P_n sur une puce n et en observant l'effet sur la température de la puce m. Cette approche permet d'évaluer de manière rigoureuse les effets d'échauffement croisé dans un environnement réel de fonctionnement multi-puces.

Les courbes de température en régime transitoire obtenues aux points de surveillance révèlent une interaction thermique asymétrique entre les puces. Plus précisément, la diode est fortement influencée par les pertes de l'IGBT voisin, alors que l'inverse est beaucoup moins marqué. Cette asymétrie est expliquée par la taille plus réduite de la diode et les pertes de puissance supérieures dans l'IGBT. Ce comportement asymétrique est important à prendre en compte lors de la conception thermique du module. La matrice d'impédance thermique obtenue permet d'extraire un modèle Foster multi-entrées, dans lequel chaque terme RC est ajusté à partir des courbes issues de la simulation FEM, améliorant ainsi la précision des prédictions de température par rapport aux simples modèles issus de fiches techniques.

I.5 Conclusion et objectif

Les composants de puissance ont connu ces dernières années une évolution rapide, en particulier avec l'arrivée des semi-conducteurs à large bande interdite (WBG). Ces technologies permettent de

gagner en compacité tout en augmentant significativement les performances, mais elles s'accompagnent aussi de nouvelles contraintes thermiques, un défi crucial pour garantir la fiabilité du système. En effet, la densité de puissance plus élevée rend la maîtrise de la température interne, et notamment de la jonction, encore plus critique. Bien que des solutions de refroidissement performantes comme le jet ou l'immersion aient vu le jour, elles ne font qu'ajouter à la complexité de la modélisation thermique, en particulier lorsque les températures internes ne peuvent pas être mesurées directement.

Dans ce contexte, les modèles thermiques compacts de type RC, qu'ils soient de structure Foster ou Cauer, sont largement utilisés en raison de leur simplicité de mise en œuvre et de leur faible coût de calcul. Le modèle de Foster, reposant sur un ajustement mathématique de l'impédance thermique transitoire Zth, est généralement extrait des données fournies dans les fiches techniques. Il peut également être identifié à partir d'une impédance thermique obtenue par simulation thermique 3D à titre d'exemple. Bien qu'il permette des estimations rapides du comportement thermique, ce modèle reste un modèle mathématique sans aucun sens physique. Le modèle de Cauer, quant à lui, offre une représentation plus physique de la structure thermique en s'appuyant sur une description en couches successives. Cependant, sa construction repose souvent sur des hypothèses simplificatrices concernant la géométrie interne, comme l'utilisation de l'angle de diffusion ou certaines approximations sur les propriétés et l'organisation des couches, ce qui peut limiter sa représentativité pour des architectures complexes, notamment dans les modules multi-puces ou fortement couplés.

Afin d'améliorer la précision de ces modèles compacts, les simulations thermiques 3D par éléments finis sont aujourd'hui largement employées. Elles permettent de capturer avec plus de fidélité les phénomènes physiques tels que les distributions spatiales de température, les couplages thermiques entre puces ou encore l'influence des conditions aux limites. Les résultats obtenus peuvent ainsi être exploités pour extraire des impédances thermiques plus représentatives et affiner les paramètres des modèles RC de type Foster ou Cauer. Toutefois, l'utilisation des simulations 3D présente également certaines limites : des temps de calcul importants, la nécessité de disposer de propriétés matérielles précises ainsi que l'accès souvent limité aux détails géométriques internes des composants. De plus, ces modèles restent généralement valables uniquement pour les conditions de fonctionnement simulées, toute modification de l'environnement thermique ou du système de refroidissement nécessitant une nouvelle campagne de simulation.

À cela s'ajoute une difficulté encore plus fondamentale : l'impossibilité, dans la majorité des cas, de mesurer directement la température de jonction. Cette température, pourtant au cœur de

l'évaluation de la fiabilité, reste inaccessible expérimentalement. Cette limitation complique la validation des modèles thermiques, et limite leur adaptation à des conditions réelles.

Face à ces constats, plusieurs questions restent ouvertes :
– Comment extraire des modèles thermiques RC capables de rester fiables lorsque les conditions changent ?
– Peut-on s'affranchir des hypothèses géométriques simplificatrices comme l'angle fixe dans les modèles de type Cauer pour mieux représenter les chemins de dissipation ?
– Que peut-on entreprendre lorsque les données internes des composants ne sont pas disponibles ?
– Et comment exploiter efficacement les mesures expérimentales accessibles pour ajuster les modèles, sans en compromettre la robustesse ?

Ces questions montrent à quel point la modélisation thermique des composants de puissance doit aujourd'hui évoluer. Il devient essentiel de repenser les approches classiques, pour proposer des outils capables de s'adapter aux contraintes expérimentales tout en conservant une précision suffisante. C'est un enjeu central pour garantir la fiabilité des composants dans des environnements aussi contraignants que ceux de l'automobile électrique, de l'électronique embarquée ou des convertisseurs pour les énergies renouvelables.

CHAPITRE II: METHODES DE MODELISATION THERMIQUE POUR L'ESTIMATION DE LA TEMPERATURE DE JONCTION DANS LES DISPOSITIFS DE PUISSANCE

II.1 Introduction

Malgré leur large adoption, les modèles thermiques compacts classiques, de type Foster ou Cauer, présentent encore plusieurs limites lorsqu'on souhaite les appliquer à des dispositifs modernes soumis à des conditions réelles de fonctionnement. Comme évoqué précédemment, ces modèles manquent de robustesse dès que l'environnement varie, qu'il s'agisse des conditions de refroidissement, des profils de puissance ou de l'architecture interne des modules semi-conducteurs.

Le modèle Foster est apprécié pour sa facilité d'extraction, notamment à partir des courbes d'impédance thermique disponibles dans les fiches techniques, ou via des simulations par éléments finis (FEM). Toutefois, sa structure purement numérique ne reflète pas la réalité physique du composant. À l'inverse, le modèle Cauer cherche à représenter explicitement la structure interne du dispositif, en modélisant chaque couche physique à l'aide de résistances et de capacités thermiques. En pratique, sa construction repose souvent sur une hypothèse géométrique simplifiée : l'application d'un angle de diffusion thermique fixe (souvent 26.6°, 32.5° ou 45°), censé représenter la propagation de la chaleur depuis les sources internes. Bien que cette hypothèse permette une mise en œuvre rapide, elle peut s'avérer insuffisante dans des architectures thermiques complexes ou fortement couplées. L'angle optimal dépend en réalité de nombreux facteurs physiques et géométriques.

Notons également que les modèles Cauer peuvent, tout comme ceux de type Foster, être extraits à partir de simulations FEM. Néanmoins, cette méthodologie est complexe : elle exige une modélisation fine du composant, une analyse transitoire sur plusieurs nœuds, ainsi qu'une résolution de l'équation différentielle gouvernant la dynamique thermique une tâche plus exigeante sur le plan numérique. Par ailleurs, pour les deux types de modèles, les coefficients obtenus ne restent valables que dans les conditions d'identification initiales. Des variations du profil de puissance, du système de refroidissement ou de l'environnement nécessitent une nouvelle extraction.

Face à ces limites, ce chapitre s'intéresse à la modélisation thermique à travers les structures classiques Foster et Cauer, avec pour objectif d'en améliorer la fidélité et la robustesse. L'analyse

débute par un réexamen des hypothèses géométriques sous-jacentes à la construction des réseaux thermiques de type Cauer, à travers une méthode d'ajustement optimisé de l'angle de diffusion. Dans un second temps, un modèle RC enrichi est présenté, élaboré à partir de données issues de simulations thermiques et intégrant notamment les effets de couplage entre différentes sources de chaleur. Enfin, une démarche expérimentale est introduite afin d'exploiter ces modèles RC dans un contexte plus réaliste, en vue de les adapter aux contraintes et aux données accessibles en pratique.

II.2 Etude et optimisation du calcul de l'angle de diffusion pour un modèle Cauer :

Dans le domaine de la modélisation thermique des systèmes électroniques multicouches, l'évaluation précise de l'angle de diffusion de la chaleur constitue un défi majeur. Le chapitre précédent a mis en lumière les limites des méthodes conventionnelles qui reposent sur l'hypothèse d'un angle de diffusion fixe, tel que l'angle de 45 degrés, pour l'élaboration rapide d'un modèle Cauer. Cette approche simplifiée montre rapidement ses limites dans les cas de structures multicouches où la dissipation thermique doit parcourir de longues distances (plusieurs mm), et où l'angle de diffusion peut varier significativement entre les différentes couches, selon leurs conductivités thermiques.

Plusieurs publications scientifiques ont tenté d'affiner cette estimation. L'article [58], propose une formule (II-1) estimant l'angle de diffusion θ en fonction du rapport ε entre l'épaisseur d et la surface de contact S entre deux couches. L'article [71] propose également une autre formule (II-2) basée sur les rapports de conductivité thermique entre deux couches, où λ_1 et $\lambda_2$représentent les conductivités thermiques des deux matériaux en contact, décrivant le transfert de chaleur lors de la diffusion thermique d'un matériau de conductivité λ_1 vers un second matériau de conductivité λ_2. En outre, l'article [63] critique l'approche de l'article [71] en démontrant que le gradient de température est moins dépendant de la conductivité thermique que des épaisseurs des couches.

$$\varepsilon = \frac{d}{S} \qquad f(\theta) = \begin{cases} 5.85.\, ln\, \varepsilon, & \varepsilon < 1 \\ 4.45 - 5.048.\, \varepsilon^{-0.969}, & \varepsilon \geq 1 \end{cases} \qquad \textbf{II-1}$$

$$\theta = arctan\left(\frac{\lambda_1}{\lambda_2}\right) \quad (0 < \theta < 90°) \qquad \textbf{II-2}$$

Face à la diversité des approches et à la complexité liée à une estimation précise de l'angle de diffusion, ce travail s'attache à évaluer et à améliorer la précision ainsi que l'efficacité des méthodes

existantes. L'objectif de cette partie est de proposer une méthode combinant les avantages des formules analytiques avec la précision des simulations par la Méthode des Éléments Finis (FEM) en régime permanent. Cette combinaison permet d'affiner l'estimation de l'angle de diffusion sans recourir à des simulations transitoires, généralement plus coûteuses en temps de calcul.

L'approche développée vise ainsi à dépasser les limites des formules analytiques classiques en fournissant une estimation de l'angle de diffusion à la fois rapide et précise, tenant compte de ses variations entre les couches d'un système multicouche. Cette partie présente les bases théoriques de la méthode et discute les résultats obtenus, en mettant en évidence les améliorations apportées par rapport aux estimations classiques à angle fixe.

II.2.1 Évaluation de l'utilisation d'un angle de diffusion fixe (45°)

Cette étude s'intéresse à des cas simples pour lesquels l'angle de diffusion peut être calculé directement, afin d'évaluer la validité de l'utilisation d'une valeur standard de 45° dans les calculs de dissipation thermique. L'objectif est de mettre en évidence les limites de cette approximation et d'identifier les situations où une approche plus précise s'avère nécessaire.

L'évaluation de l'angle de diffusion repose sur une démarche méthodique en plusieurs étapes. Dans un premier temps, le logiciel FEMM 4.2, configuré en 2D avec une longueur a, une épaisseur de couche d et une profondeur b fixe, est utilisé pour extraire la température de chaque couche d'une puce en régime stationnaire, en imposant une puissance P représentant les pertes dissipées dans la structure. À partir de ces données et en appliquant l'équation (II-3), la résistance thermique R_{th} est déterminée, définie comme la différence entre la température moyenne de la surface effective de deux couches adjacentes divisée par la puissance dissipée, soit :

$$R_{th} = \frac{T_{1moy} - T_{2moy}}{P} \qquad \text{II-3}$$

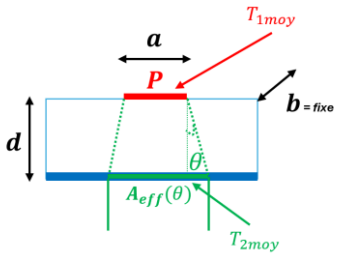


Figure II-1 La structure de couche étudiée dans un cas FEMM 4.2

Dans un second temps, l'équation (II-4) est utilisée pour établir la formule analytique de la résistance thermique en fonction de la surface effective A_{eff} et la conductivité thermique λ. La surface effective est exprimée en 2D par l'équation (II-5). L'intégration conduit alors à l'équation (II-6). Ici la profondeur b est fixe donc la diffusion se fait seulement sur le plan 2D.

$$R_{th} = \int_0^d \frac{1}{\lambda \cdot A_{\text{eff}}(\theta, z)}\, dz \qquad \text{II-4}$$

$$A_{eff} = (a + 2 \cdot z \cdot \tan(\theta)) \cdot b \qquad \text{II-5}$$

$$R_{th} = -\frac{\ln(a + 2 \cdot d \cdot \tan(\theta)) - \ln(a)}{2 \cdot b \cdot \lambda \cdot \tan(\theta)} \qquad \text{II-6}$$

L'angle de diffusion θ dans la formule analytique (II-6) est ensuite ajusté de manière à obtenir une valeur de résistance thermique identique à celle calculée par la simulation FEMM selon l'équation (II-3).

II.2.1.1 Cas d'une seule couche

Le cas d'une seule couche de cuivre est d'abord considéré, comme illustré en Figure II-2, avec une température de puce T_1 uniforme et une température du système de refroidissement T_2 fixée à une valeur constante et homogène de 25 °C.

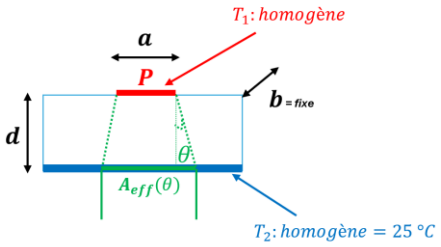


Figure II-2 Cas d'une seule couche

Ce cas de figure est assez simpliste car la température est fixe, dès lors la température moyenne l'est aussi, rendant inutile la détermination de la surface effective avant le calcul. Cependant, lorsque l'épaisseur normalisée $\varepsilon = \frac{d}{a}$ change (a dans ce cas est la longueur de la source de chaleur), en

modifiant l'épaisseur de la couche, l'influence de l'épaisseur de la couche sur l'angle de diffusion est mise en évidence.

Cette variation peut poser un problème lorsque d est important, menant à un angle de diffusion θ calculé supérieur à l'angle maximal autorisé par la surface θ_{max} (Figure II-3). Pour remédier à ce problème, la surface est divisée en deux : la première partie ayant une forme pyramidale avec un angle de diffusion limité par la surface, et la seconde de forme rectangulaire. Ces deux parties amènent à la résistance thermique totale décrite par les équations (II-7) et (II-8).

$$R_{th} = \int_0^Y \frac{1}{\lambda \cdot S1(z)}\, dz + \int_0^{D-Y} \frac{1}{\lambda \cdot S2(z)}\, dz \qquad \textbf{II-7}$$

$$R_{th} = -\frac{\ln(a + 2 \cdot Y \cdot \tan(\theta)) - \ln(a)}{2 \cdot b \cdot \lambda \cdot \tan(\theta)} + \frac{D - Y}{\lambda \cdot a + 2 \cdot D \cdot \tan(\theta_{max})} \qquad \textbf{II-8}$$

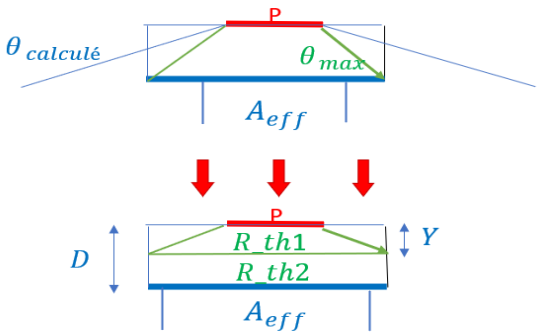


Figure II-3 Couche divisée sur deux surfaces

La Figure II-4 présente l'image de la simulation thermique obtenue avec le logiciel FEMM pour le cas étudié, correspondant à la structure illustrée dans les Figure II-3 et Figure II-2 pour une couche de cuivre d'épaisseur variable. À partir de cette simulation et en appliquant l'équation (II-3), la résistance thermique de référence est calculée. La Figure II-5 illustre ensuite la variation de l'erreur de la résistance thermique, définie comme la différence entre la résistance thermique obtenue à partir de la simulation FEMM et celle calculée à partir des formules (II-8) et (II-6), qui dépendent de l'angle de diffusion. Cette erreur est représentée en fonction des variations de cet angle pour différentes épaisseurs normalisées. L'objectif est de déterminer la valeur de l'angle de diffusion en faisant varier cet angle pour obtenir une résistance thermique correspondant à une erreur nulle par rapport à la résistance thermique calculée à partir de la simulation FEMM et de vérifier si cette valeur se rapproche de 45°. Les températures calculées à partir d'un angle fixé à 45° sont ensuite

comparées à celles obtenues en utilisant l'angle extrait par cette méthode, à l'aide d'un modèle Cauer simulé dans LTspice, puis rapportées aux températures issues des simulations FEM.

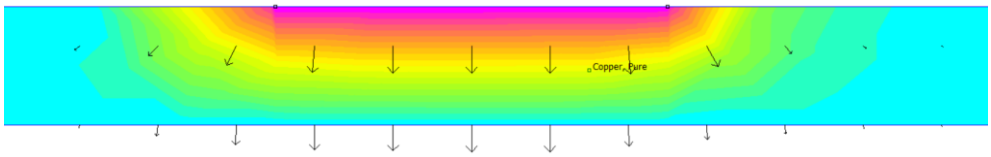


Figure II-4 Simulation FEMM d'une seule couche

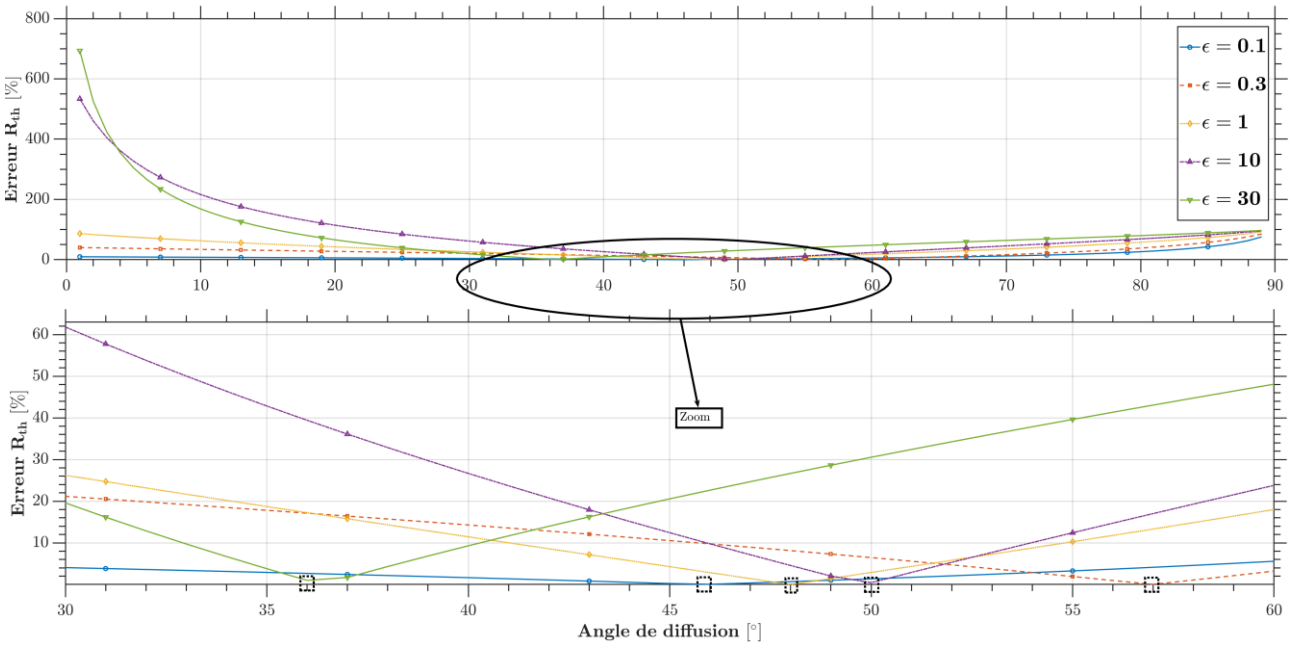


Figure II-5 Variation de l'erreur de R_{th} en fonction de l'angle de diffusion

L'analyse de la Figure II-5 la met en évidence que l'angle de diffusion ne peut pas être systématiquement approché à 45° pour différentes épaisseurs. Dans le cas étudié, il varie entre 35° et 56° en fonction des épaisseurs normalisées. Par ailleurs, l'utilisation de l'angle extrait du graphique, correspondant à une erreur nulle sur R_{th} ce qui conduit également à une estimation sans écart de la température avec le modèle de Cauer, en parfaite concordance avec les résultats issus de la simulation FEMM.

En revanche, le recours à un angle de 45° pour calculer les paramètres du modèle induit une erreur maximale de 0,4°C sur un ΔT de 131°C, ce qui peut être jugé négligeable. Cela suggère que l'emploi

d'un angle de 45° est envisageable pour un cas à couche unique, bien qu'il soit nécessaire de valider cette hypothèse dans le cadre d'une configuration multicouche.

II.2.1.2 Cas Multicouche

Dans un cas multicouche, le calcul de la résistance thermique en utilisant les méthodes conventionnelles basées sur des simulations par éléments finis (FEM) présente des défis notables. Ces difficultés sont principalement attribuables à l'indétermination de la température moyenne de la surface effective, variable clé qui reste souvent inconnue. Cette incertitude rend les méthodes classiques de calcul de l'angle de diffusion thermique inapplicables.

L'erreur sur la température maximale d'une puce intégrée sur un PCB multicouches a été évaluée à l'aide d'un modèle de Cauer avec un angle de diffusion fixé à 45°, en comparaison avec les résultats d'une simulation FEMM à quatre couches (Tableau II-1). La température du système de la base de la semelle a été supposée constante et homogène à 25°C. Ce cas correspond à une version simplifiée de l'étude présentée dans l'article [51] (Figure II-6).

Couches	*Épaisseur (mm)*	*Conductivité thermique* $(\frac{W}{m \cdot K})$
Si	0.15	160
Cuivre	0.3	380
Ceramique	0.4	23
Cuivre 2 (Base)	3	380

Tableau II-1 Paramètres pour chaque couche d'un cas simplifié

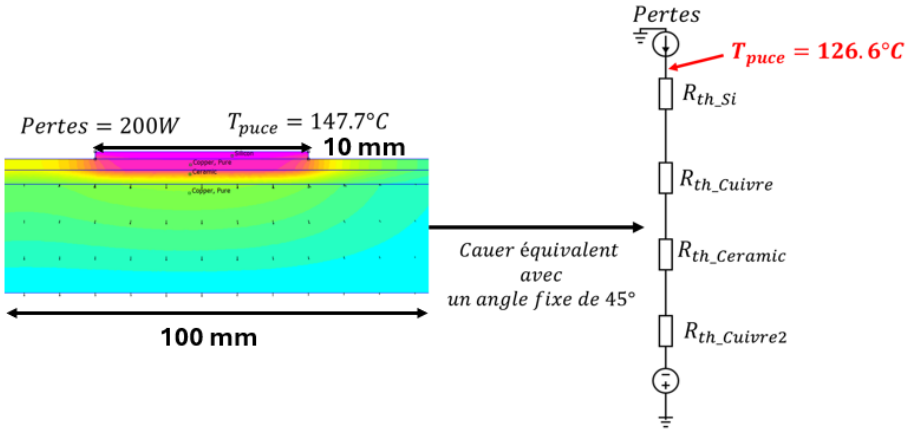


Figure II-6 Cas multicouche sans couplage thermique avec son modèle Cauer équivalent (45°)

Les résultats ont révélé une erreur significative : l'utilisation d'un angle de 45° dans le modèle de Cauer a conduit à une erreur de température allant jusqu'à 21°C par rapport à la simulation. Cette constatation souligne que le cas multicouche accentue l'erreur par rapport aux simulations FEMM, illustrant ainsi les limites de l'approximation de l'angle de diffusion à 45° dans des structures multicouches.

II.2.2 Proposition d'une méthode de calcul de l'angle de diffusion dans un cas multicouche :

À la lumière des résultats obtenus précédemment, il apparaît clairement qu'il est impératif de mettre au point une méthode de calcul de l'angle de diffusion plus précise pour les configurations multicouches. Si l'adoption d'une hypothèse simpliste, supposant un angle de diffusion de 45° à travers une unique couche, peut se révéler judicieuse, l'extension de cette supposition aux systèmes multicouches pourrait être considérée comme peu fiable. Il demeure fondamental de développer une approche qui reflète fidèlement les variations effectives de la conductivité thermique, de l'épaisseur des couches, ainsi que d'autres paramètres critiques influençant la propagation de la chaleur.

II.2.2.1 Calcul de l'angle de diffusion sans couplage thermique :

L'objectif principal de cette démarche, illustrée ici dans un cas multicouche à puce unique (sans couplage thermique) (Figure II-6), est la détermination précise de l'angle de diffusion. La méthode développée repose sur l'extraction des variations de température en fonction de la distance à partir de simulations FEM 2D. Elle permet d'identifier la surface effective de chaque couche d'un composant multicouche à travers plusieurs étapes successives :

1. **Extraction des variations de température :**

Les variations de température en fonction de la distance sont extraites à partir d'une simulation FEMM, produisant ainsi un vecteur reliant la température à la distance. Cette approche s'avère particulièrement pertinente pour l'étude d'une couche dont la surface effective n'est pas connue (Figure II-7).

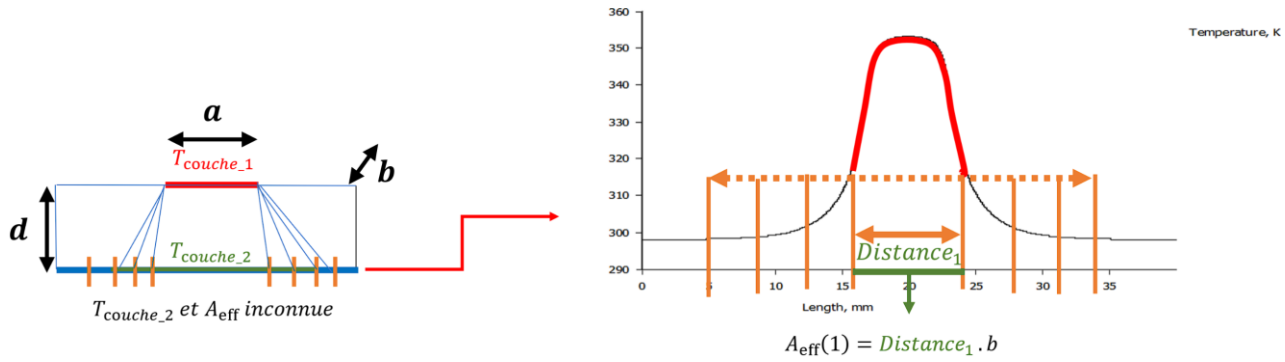


Figure II-7 schéma représentatif de la variation de la température en fonction de la distance

2. **Calcul de la résistance thermique à partir de FEM :**

Ici, le vecteur de distance est subdivisé avec un nombre prédéfini d'itérations, ce qui segmente chaque couche en plusieurs zones permettant le calcul d'une température moyenne pour chacune (Figure II-7). L'ensemble de ces opérations est réalisé en post-traitement, et la température moyenne correspond à la moyenne de toutes les températures calculées à l'intérieur d'un segment. À partir de ces valeurs, la résistance thermique R_{th_FEM} est évaluée pour chaque surface selon l'équation (II-9), conduisant à la formation d'un vecteur de résistances thermiques.

$$R_{th_FEM} = \frac{T_{couche_1} - T_{couche_2}}{P} \qquad \textbf{II-9}$$

3. **Calcul de l'angle de diffusion à partir de FEM :**

La phase suivante vise à déterminer pour chaque surface subdivisée l'angle de diffusion géométrique θ_{FEM} (Équation II-10) associé à chaque résistance thermique. La relation entre les θ_{FEM} et R_{th_FEM} est représentée par la courbe rouge de la Figure II-8.

$$\theta_{FEM} = \tan^{-1}\left(\frac{\text{Distance}_{\text{calculée}} - a}{2.d}\right) \qquad \textbf{II-10}$$

4. **Calcul des angles analytiques :**

L'objectif de cette étape est de déterminer, pour chaque angle de diffusion analytique θ_{anal} compris entre 0° et 90°, la résistance thermique correspondante en l'évaluant à partir des équations

analytiques (II-6) et (II-8). Cette procédure permet de tracer la courbe représentée en bleu en Figure II-8.

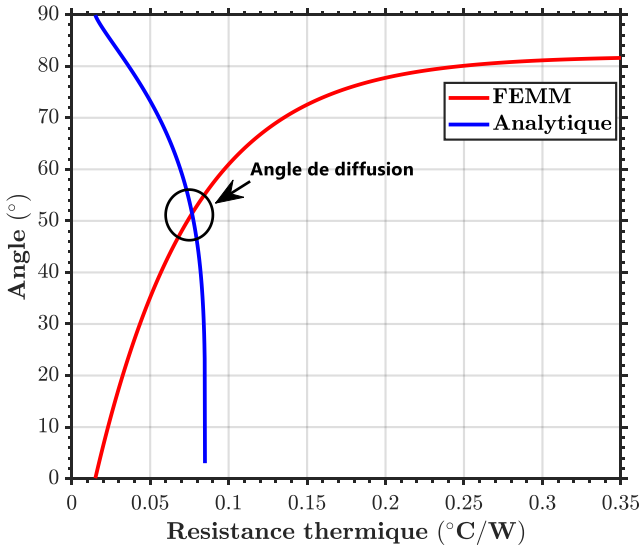


Figure II-8 Détection de l'angle de diffusion

5. **Sélection de l'angle de diffusion optimale θ_{optim}:**

L'angle sélectionné est déterminé en minimisant l'écart entre les courbes FEMM et analytiques (rouge et bleu), où :

$$\theta_{optim} = \theta\left(min\left(\left[R_{th_{FEM}}\right] - \left[R_{th_{analytique}}\right]\right)\right) \qquad \textbf{II-11}$$

6. **Réduction de l'erreur :**

L'erreur peut être réduite davantage en augmentant le nombre d'itérations lors de l'étape 2. Une erreur minimale de l'ordre de 0,0001 °C peut ainsi être atteinte en considérant 100 000 itérations, soit 50 000 surfaces subdivisées, conduisant à une approximation où $[\theta_{FEM}] \approx [\theta_{analytique}]$.

En reprenant le même cas multicouche que celui utilisé pour l'évaluation avec un angle de diffusion de 45° (Figure II-6), la méthode a été appliquée afin de comparer la précision obtenue avec celle associée à l'utilisation de cet angle standard. L'objectif est de vérifier la capacité de l'approche développée à réduire l'erreur. Les résultats montrent que l'écart, initialement de 21°C avec un angle fixé à 45°, est ramené à une valeur quasi négligeable de 0,007 °C.

II.2.2.2 Calcul de l'angle de diffusion avec couplage thermique :

La méthode développée permet d'estimer la température pour chaque couche d'un dispositif électronique, sur la base du calcul des résistances thermiques issues de l'analyse de l'angle de diffusion. La situation se complexifie toutefois en présence de plusieurs puces sur une même carte électronique de puissance. La Figure II-9 illustre ce phénomène : L'activation de la puce de gauche adjacente induit une élévation de la température $T_{j_P\ droite}$ de la puce de droite, passant de 146°C à 151°C. Cette augmentation résulte du couplage thermique, un phénomène qui s'établit entre les puces et à travers les différentes couches du module. Le couplage thermique constitue un paramètre critique, susceptible de modifier de manière significative la dissipation thermique de la carte et, par conséquent, d'affecter la fiabilité et l'efficacité des composants électroniques. Sa prise en compte dans la modélisation s'impose donc comme une condition nécessaire pour une gestion thermique rigoureuse des systèmes de puissance.

La température de jonction de la puce située à droite peut alors être exprimée par la relation suivante :

$$T_{j_P\ droite} - T_{C_droite} = R_{th-self_{droite}} P_{Droite} + R_{th-coupl_{gauche}} P_{Gauche} \qquad \text{II-12}$$

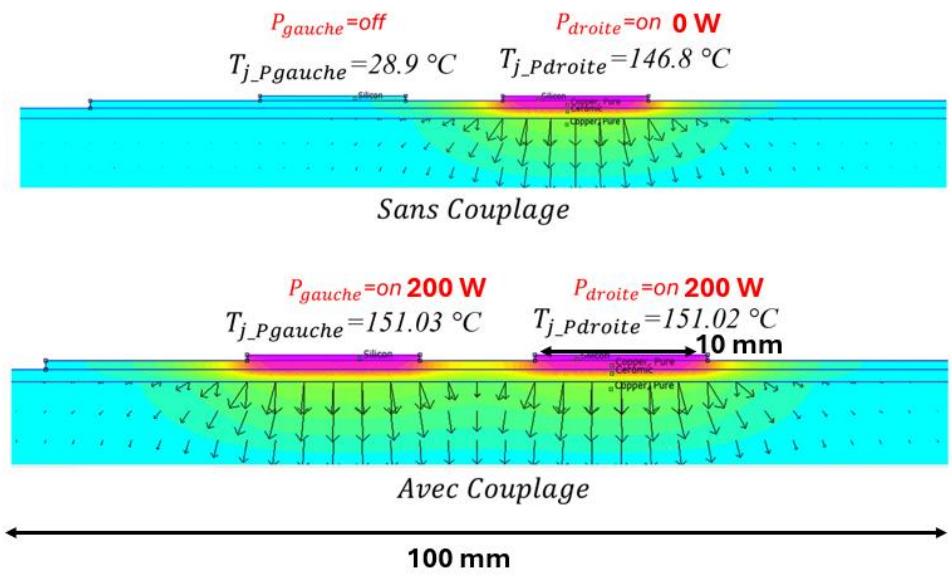


Figure II-9 Simulation FEMM montrant l'effet du couplage thermique entre deux puces.

Dans cette configuration, T_{C_droite} correspond à la température moyenne de la base (effective), tandis que $T_{j_P\ droite}$ désigne la température moyenne de la puce droite. La méthode déjà proposée

permet ainsi d'estimer la résistance thermique propre de la puce droite, $R_{th-self_{droite}}$. En revanche, la détermination de la résistance de couplage thermique, $R_{th-coupl_{gauche}}$, demeure plus complexe.

Dans les protocoles généralement adoptés [46], [53], [72], la puce droite est d'abord activée afin de calculer $R_{th-self_{droite}}$. Ensuite, la puce gauche est mise en fonctionnement tandis que la puce droite est désactivée, et la variation de température observée dans la puce droite est utilisée pour déterminer la résistance thermique de couplage $R_{th-coupl_{gauche}}$. Le problème apparaît lorsque la puce gauche est activée tandis que la puce droite est désactivée : la distribution de température générée ne conserve pas la forme pyramidale de diffusion thermique dans la puce droite, ce qui empêche de déduire directement la résistance de couplage par la méthode proposée. Cette complexité met en évidence l'influence exercée par la puce gauche sur la diffusion thermique dans la puce droite.

Le flux thermique issu de deux puces interagit de manière interdépendante. Dans la zone intermédiaire qui les sépare, l'intersection des lignes de chaleur entraîne une réduction de l'angle de diffusion thermique, passant d'un angle initial θ à un angle plus étroit α. La Figure II-10 illustre ce comportement à travers la distribution des lignes de flux thermique obtenues sous une dissipation thermique asymétrique et deux matériaux superposés de conductivités différentes. Ce rétrécissement de l'angle de diffusion, observé dans la première sous-couche, est lié à l'interférence des flux et au confinement de la zone de conduction effective, ce qui entraîne une augmentation locale de la résistance thermique ($\theta \rightarrow \alpha$). Lors du passage à la seconde sous-couche, le changement de matériau induit une redistribution des flux thermiques, avec un changement de l'angle de diffusion ($\alpha \rightarrow \beta$) en raison d'un flux longitudinal accentué, favorisant la variabilité de la dissipation thermique dans les structures multicouches.

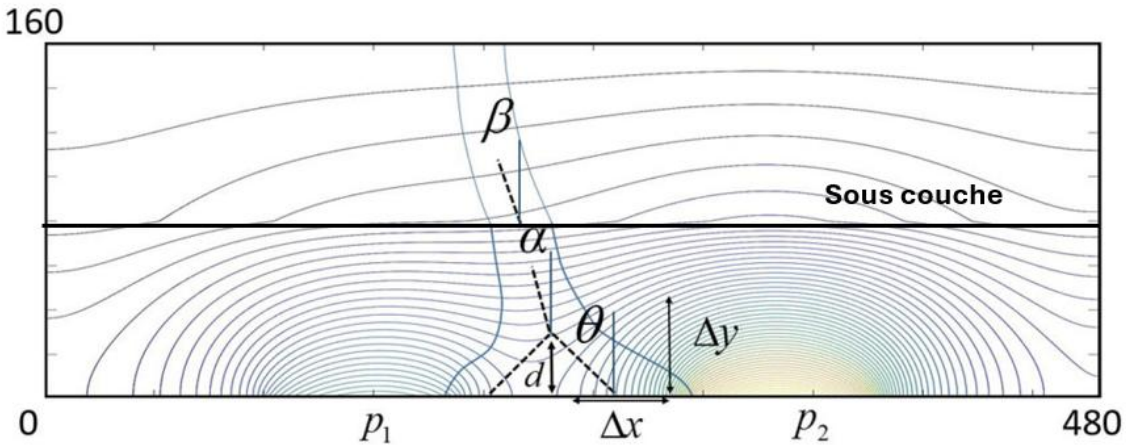


Figure II-10 Distribution de la température et direction du flux de chaleur entre deux sources de puissance P1 et P2 [62].

La détermination des différentes résistances thermiques ici repose sur une méthode en trois étapes permettant de distinguer la résistance propre de la puce et la résistance liée au couplage thermique. Dans les étapes suivantes, l'analyse est réalisée en considérant la puce droite comme cas de référence pour le calcul des résistances thermiques.

1. **Première étape :**

Dans une première étape, une simulation est réalisée où seule la puce droite est activée. Cette configuration permet d'évaluer la résistance thermique propre de la puce droite en absence de couplage thermique. L'angle de diffusion θ_{self} est alors déterminé en appliquant la méthode présentée précédemment dans la partie de calcul de l'angle de diffusion sans couplage thermique, ce qui permet d'extraire la résistance thermique propre $R_{th\text{-}self_{droite}}$.

2. **Deuxième étape :**

Dans une seconde étape, les deux puces sont activées simultanément en imposant la même puissance dissipée sur chacune d'elles ($P_{Droite} = P_{Gauche} = P$).

Dans cette configuration, on suppose que l'angle de diffusion du côté droit (θ_{self}) reste constant et identique à celui déterminé lors de la première étape, car il n'est pas influencé par le couplage thermique. En revanche, l'angle du côté soumis au couplage θ_{coupl} devient une variable à déterminer (Figure II-11).

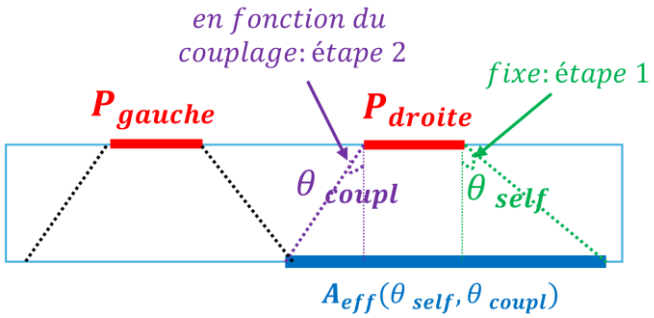


Figure II-11 Effet du couplage thermique sur la puce droite

La résistance thermique totale vérifie alors la relation suivante :

$$R_{th_Tot}.P = (R_{th-self_{droite}} + R_{th-coupl_{gauche}}).P \qquad \textbf{II-13}$$

La présence du couplage thermique modifie la surface effective de diffusion de la chaleur. La résistance thermique totale dépend alors d'un angle fixe θ_{self} et d'un angle variable θ_{coupl}, et peut être exprimée par :

$$R_{th_TOT}(\theta_{coupl}) = \int_0^d \frac{1}{\lambda(a + z\,tan(\theta_{self}) + z\,tan(\theta_{coupl})).b}\,dz \qquad \textbf{II-14}$$

$$R_{th,TOT}(\theta_{coupl}) = \frac{1}{\lambda\, b(tan\,\theta_{self} + tan\,\theta_{coupl})}\,ln\left(\frac{a + d(tan\,\theta_{self} + tan\,\theta_{coupl})}{a}\right) \qquad \textbf{II-15}$$

Afin de déterminer la seule inconnue de cette équation, à savoir l'angle θ_{coupl}, la même méthodologie de recherche d'angle déjà présentée dans la partie sans couplage est appliquée. Les six étapes de cette procédure sont donc reprises, mais en utilisant cette fois l'équation (II-15) pour calculer la résistance thermique totale.

3. Troisième étape :

Une fois la résistance thermique totale déterminée, la résistance thermique de couplage peut être obtenue par différence entre la résistance totale et la résistance propre de la puce droite :

$$R_{th-coupl_{gauche}} = (R_{th_Tot} - R_{th-self_{droite}}) \qquad \textbf{II-16}$$

Cette approche permet ainsi de séparer la contribution thermique propre de la puce et celle liée au couplage thermique entre les deux puces, offrant une estimation plus représentative de la dissipation thermique dans les structures multi-puces.

II.2.2.3 Évaluation de la méthode proposée

Après la présentation de la procédure appliquée dans des contextes avec et sans couplage thermique, il est nécessaire d'en évaluer les performances de manière approfondie. À cette fin, des simulations 2D en régime permanent ont été réalisées à l'aide du logiciel FEMM afin de comparer le modèle thermique proposé aux résultats issus de la simulation. Cette démarche permet de valider le calcul de la résistance thermique et de confirmer la pertinence de la méthode.

L'étude repose sur le cas multicouche analysé précédemment, avec l'ajout d'une seconde puce (Figure II-9) dissipant une puissance définie par $P_{self} = 200W - P_{coupl} = 200W$. Cette configuration permet de tester la justesse du modèle, en particulier sa capacité à représenter correctement le phénomène de couplage thermique lorsqu'une source de chaleur supplémentaire est introduite à proximité.

Pour intégrer les effets du couplage thermique dans le modèle de Cauer, des sources de tension additionnelles ont été introduites au niveau de chaque nœud représentant une couche [46], comme illustré en Figure II-12. Ces sources traduisent l'influence des résistances et capacités thermiques liées au couplage, et sont organisées de manière à reproduire fidèlement les caractéristiques thermiques globales du système. Dans cette étude, les capacités thermiques décrivant le régime transitoire sont considérées nulles. Cependant, elles peuvent également être déterminées à partir de l'angle de diffusion calculé, en appliquant les relations suivantes :

$$C_{th,self} = \int_0^d c_t \cdot \rho \cdot A_{eff}(\theta_{self})\, dz \qquad \text{II-17}$$

$$C_{th,TOT} = \int_0^d c_t \cdot \rho \cdot A_{eff}(\theta_{coupl}, \theta_{self})\, dz$$

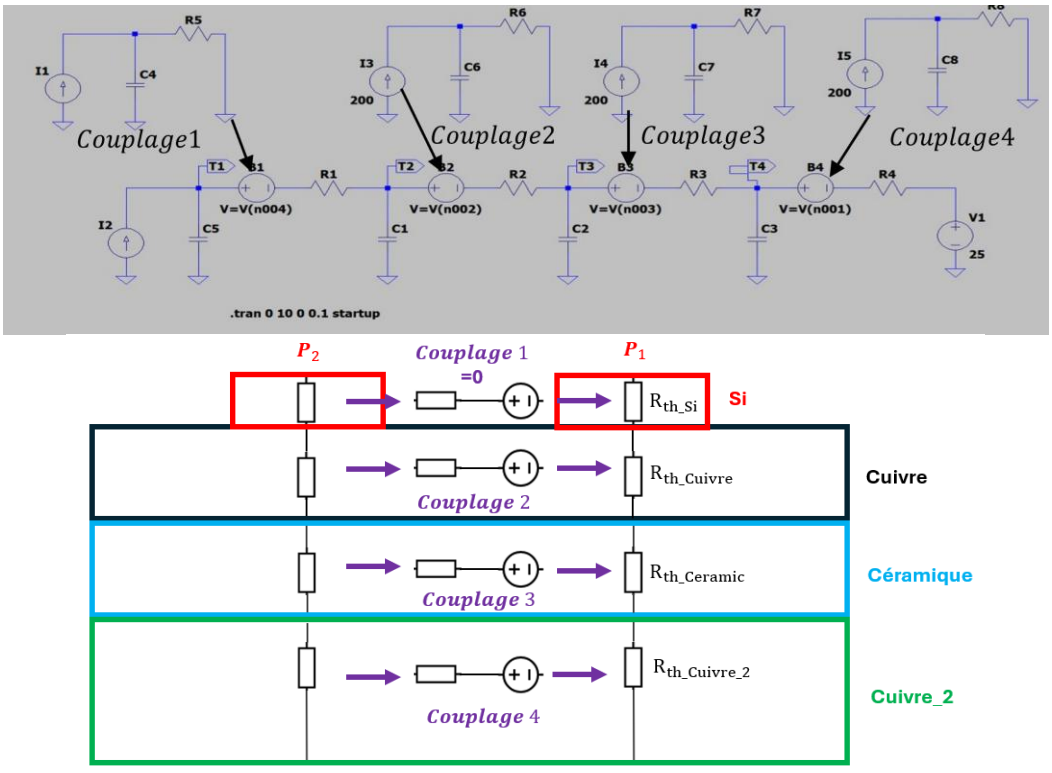


Figure II-12 Modèle Cauer avec couplage thermique.

L'analyse des angles de diffusion dans ce cas de 2 puces a montré une réduction de l'angle du côté soumis au couplage thermique. Cette diminution reste faible dans les trois premières couches, mais devient plus marquée dans la quatrième couche, où la conductivité thermique élevée du cuivre, combinée à une épaisseur plus importante, conduit à une réduction notable de l'angle de diffusion $\theta_{coupl_cuivre\ 2}$:

$$\theta_{coupl_cuivre}=79.95° \quad /\theta_{self_cuivre}=81.6°$$

$$\theta_{coupl_Ceramic}=20.95° \ /\theta_{self_Ceramic}=22.34°$$

$$\theta_{coupl_cuivre\ 2}=54.95° \ /\theta_{self_cuivre\ 2}=72.34°$$

Afin d'illustrer l'impact du couplage thermique, la distance entre les puces a été modifiée de 0 mm jusqu'à un écart suffisant pour neutraliser presque totalement cet effet, et la température résultante a été comparée à un cas de référence sans couplage, comme indiqué en Figure II-13. Lorsque la distance est quasi nulle, l'effet de couplage se traduit par une élévation notable de la température, atteignant 24°C. À mesure que l'écartement augmente, l'influence du couplage thermique diminue progressivement et devient négligeable aux alentours de 16 mm. Ces résultats mettent en évidence l'importance de prendre en compte le couplage thermique dans l'analyse de tels systèmes.

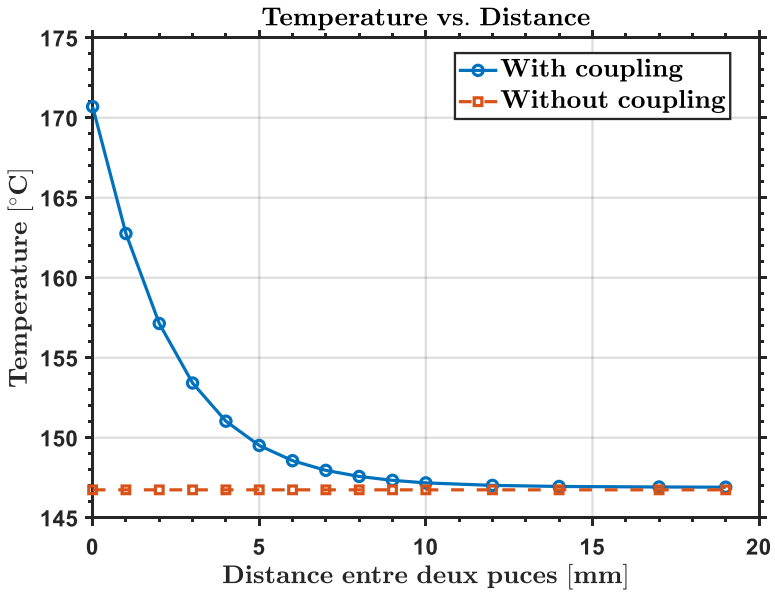


Figure II-13 Variation de la température en fonction de la distance entre les puces

Avec les mêmes valeurs de résistance thermique de couplage, dérivées d'une situation où chaque puce dissipait une puissance de 200W (P_{self} =200W − P_{coupl}=200W), les puissances appliquées dans le modèle de Cauer, P_{self} et P_{coupl} , sont ensuite modifiées afin d'examiner la concordance des résultats avec ceux obtenus par FEMM. L'objectif de cette analyse est d'évaluer si les résistances thermiques de couplage, déterminées pour une puissance donnée, conservent leur validité lorsque la puissance est modifiée. En d'autres termes, il s'agit de vérifier si les relations entre les températures des puces et les résistances thermiques de couplage restent cohérentes dans un contexte de variation des conditions de dissipation. Cependant, si les conditions de simulation sont modifiées, par exemple en n'imposant plus une température fixe à la base de la semelle et en appliquant à la place une condition de convection naturelle ou forcée caractérisée par un coefficient h_{conv} sur les parois externes, une résistance thermique de convection doit alors être calculée. Cette résistance doit être mise à jour à chaque changement des conditions de refroidissement. Par conséquent, le modèle perd en robustesse puisque ses paramètres deviennent dépendants des conditions de refroidissement imposées.

Dans la Figure II-14, la variation de la température en fonction de la puissance de couplage P_{coupl}=200 W est représentée pour le modèle de Cauer par des lignes continues, et pour les simulations FEMM par des symboles étoilés (*), en considérant différentes valeurs de la puissance propre P_{self} appliquée à la puce (self power). L'analyse met en évidence une erreur inférieure à 0,5 °C, ce qui indique que la courbe issue du modèle de Cauer reproduit avec précision les températures obtenues par FEMM, et ce, quelle que soit la puissance imposée à la puce responsable du couplage thermique ou à celle soumise à l'évaluation. Ces résultats confirment la validité de l'approche employée et soulignent son intérêt pour l'estimation fiable des températures dans des conditions réalistes, où les effets de couplage thermique entre composants doivent impérativement être pris en compte.

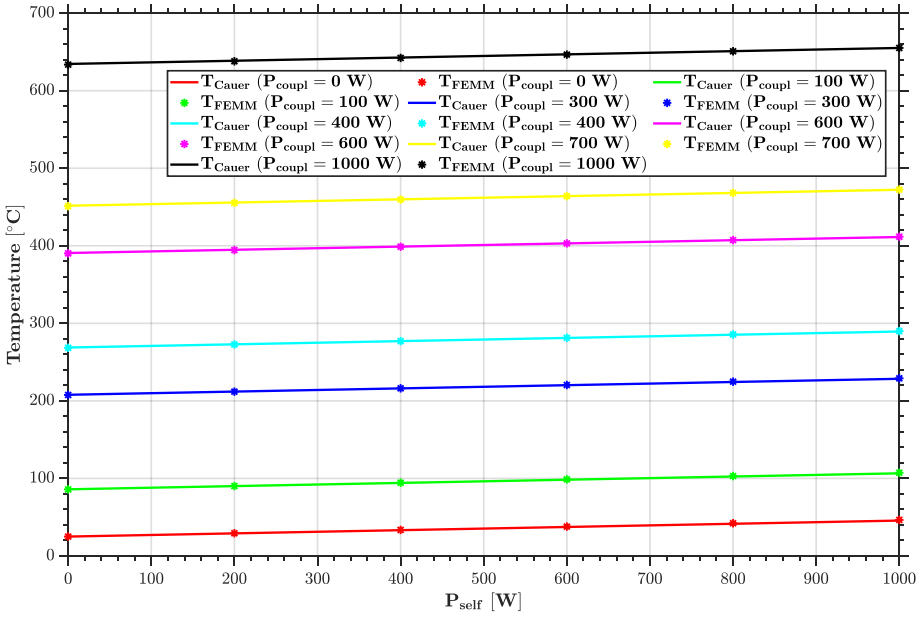


Figure II-14 Comparaison entre les températures de FEMM et de la méthode développée en variant les puissances des puces

La méthode présentée repose sur une modélisation en 2D appliquée à un plan multicouche, ce qui constitue une approche suffisante pour analyser la diffusion thermique dans cette configuration. Néanmoins, une extension en 3D reste envisageable, mais au prix d'une complexité accrue. Celle-ci peut être abordée soit en réalisant deux simulations sur deux plans 2D distincts, soit directement par une simulation 3D, ce qui revient à passer d'une pyramide 2D, définie par deux angles, à une pyramide 3D caractérisée par quatre angles (Figure II-15). La méthodologie reste identique, l'adaptation se faisant par le remplacement de la surface effective 2D par une surface effective 3D représentée par l'équation (II-18) (θ_1, θ_2 pour la diffusion dans le premier plan 2D selon la longueur a et θ_3, θ_4 pour la diffusion dans le deuxième plan 2D selon la profondeur b). La validation d'une telle extension nécessite toutefois le recours à des simulations 3D. À ce stade, il devient pertinent d'introduire des modèles Cauer et Foster plus avancés, extraits soit par résolution matricielle de l'équation différentielle dans le cas du modèle Cauer [7], [69],[51], soit par la reconstruction mathématique des impédances thermiques dans le cas du modèle Foster [46], [53], [67], comme illustré dans les exemples du chapitre I.

$$A_{eff} = (a + z.tan(\theta_1) + z.tan(\theta_2)).(b + z.tan(\theta_3) + z.tan(\theta_4)) \quad \textbf{II-18}$$

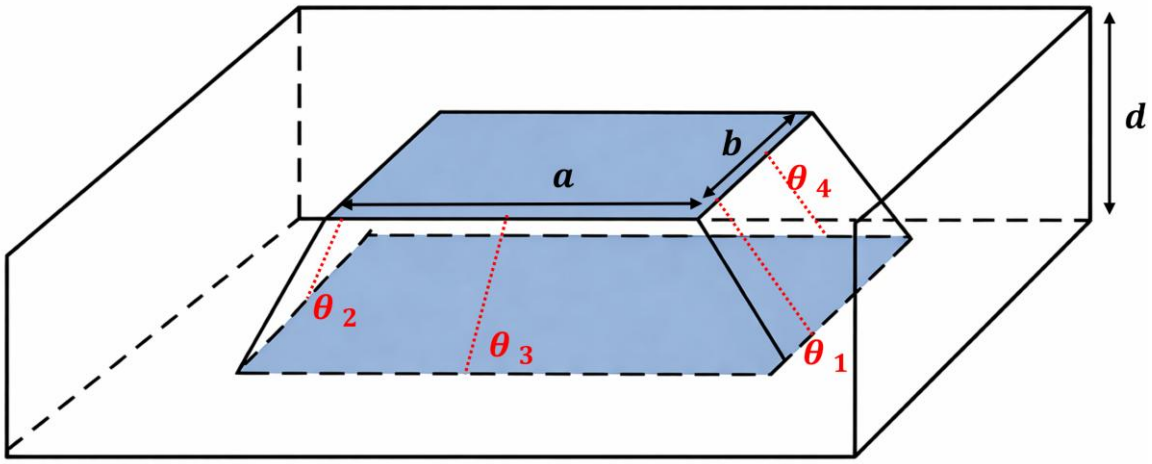


Figure II-15 Zone de dissipation thermique 3D dans une couche unique

II.3 Extraction d'un modèle RC Foster réduit à partir d'une simulation 3D et proposition d'extension vers un modèle hybride associant Foster et mesure expérimentale

II.3.1 Introduction

Le modèle de Foster est le plus simple à extraire à partir de simulations de type FEM (méthode des éléments finis) ou FVM (méthode des volumes finis), car il se déduit directement de l'impédance thermique transitoire et peut être exprimé sous la forme d'un modèle de type circuit (0D), suivant une somme de résistances et capacités. Cependant, il ne possède pas de véritable base physique. Dans ce type de réseau, les cellules formées par les résistances et condensateurs sont connectées en série et seule la dernière capacité est reliée à la masse thermique (Figure II-16). Cela signifie que chaque capacité « stocke » la chaleur uniquement à partir d'une température globale commune, sans pouvoir être associée à une couche physique précise du composant [48]. Les constantes de temps du modèle sont donc purement mathématiques et ne reflètent pas le processus réel de diffusion de la chaleur.

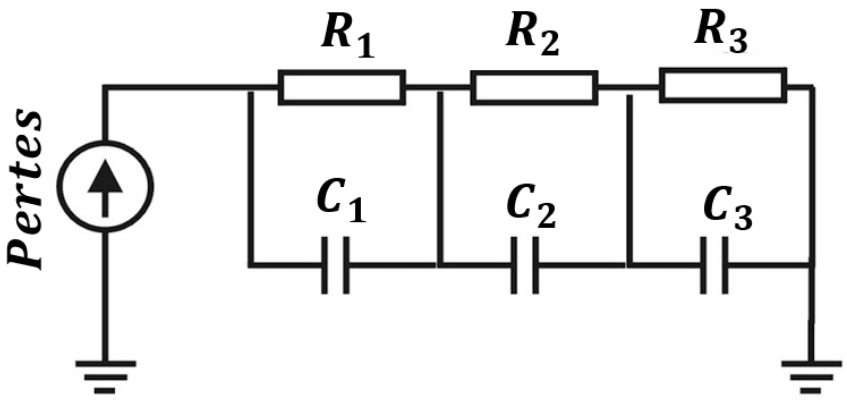


Figure II-16 Modèle Foster

Le modèle de Cauer, en revanche, correspond à une représentation physique de la diffusion thermique. Chaque nœud du réseau est relié à la masse par une capacité thermique, et les couches successives sont reliées entre elles par des résistances (Figure II-17), ce qui forme une structure en échelle qui décrit bien la propagation progressive de la chaleur à travers les différentes couches (puce semiconductrice, soudure, céramique, plaque de base, TIM, dissipateur) [50] [48]. Cette construction « grounded-capacitor » permet de mieux relier le modèle aux propriétés physiques réelles [48]. Toutefois, son extraction est plus complexe, car elle repose sur la résolution de l'équation de diffusion. De plus, certaines couches épaisses comme la plaque de base (souvent proche de 2 mm) nécessitent d'être subdivisées en plusieurs paires R/C pour obtenir une précision suffisante [50].

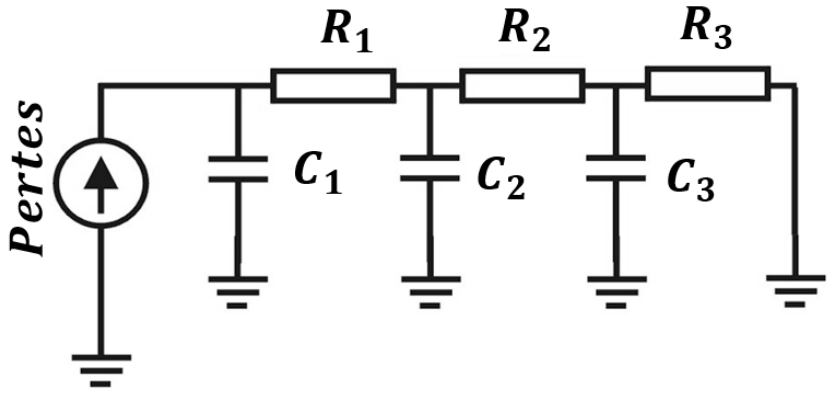


Figure II-17 Modèle Cauer

Le grand avantage du modèle Foster reste sa simplicité d'utilisation dans un cadre applicatif. En particulier, il est possible de mettre directement en série la représentation circuit Foster du composant (fourni dans les datasheets des fabricants) avec celui de la carte électronique ou du dissipateur, ce qui permet de construire rapidement un modèle global. Une telle opération n'est pas faisable avec un Cauer. Bien qu'il soit possible de transformer une représentation Foster en son équivalent Cauer, cette opération n'est pas biunivoque et peut conduire à des ensembles R_{th}/C_{th} différents pour une même caractéristique $Z_{th}(j-c)$[50]. De plus, un tel modèle transformé ne représente pas fidèlement les couches physiques et la capacité thermique totale peut s'écarter de de la capacité effective réelle du module. Dans un contexte industriel, cette difficulté est renforcée par le fait que les modèles 3D détaillés des composants ne sont généralement pas accessibles, ce qui rend encore plus attractif le recours au modèle Foster pour les études pratiques.

Dans notre cas d'étude, l'utilisation du modèle Foster est suffisante. En effet, nous nous intéressons à des applications réelles dans lesquelles la température de jonction évolue lentement. Dans ce régime, la différence entre une série de circuits Foster et un circuit Cauer devient moins critique : la dynamique thermique globale est dominée par des constantes de temps élevées, et les écarts qui apparaissent dans les toutes premières millisecondes (où le Cauer serait plus juste) ont peu d'impact sur l'analyse [50].

II.3.2 Démarche d'extraction d'un modèle réduit de type RC Foster à partir d'une simulation 3D

II.3.2.1 Architecture de la carte de puissance et modélisation de l'environnement de simulation

Afin d'étudier le comportement thermique des composants d'électronique de puissance, un système composé de deux cartes électroniques a été conçu. L'une de ces cartes est présentée en Figure II-18. Chaque carte est équipée de quatre dispositifs SiC de référence UJ4SC075011B7S, disposés en deux paires montées en parallèle formant une branche d'onduleur. L'interconnexion des deux cartes permet d'obtenir une configuration en pont complet (H-bridge) (Figure II-19).

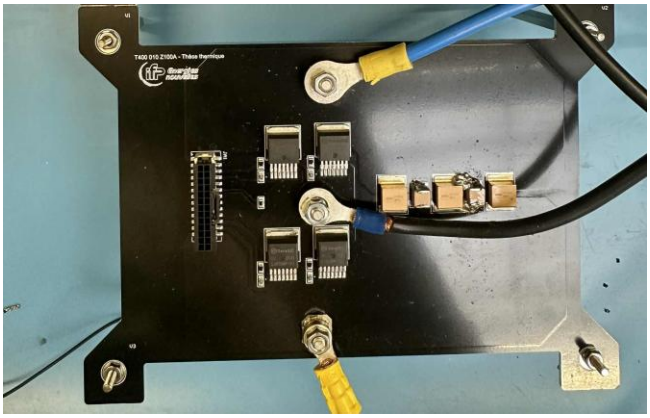


Figure II-18 La carte électronique utilisée

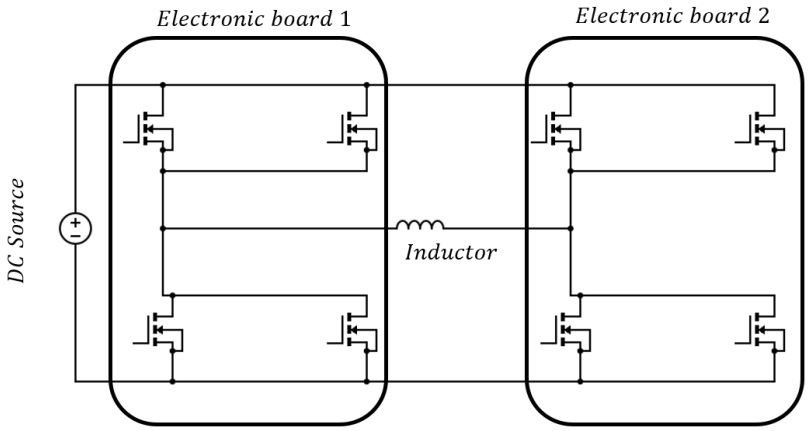


Figure II-19 La configuration H-bridge

La carte PCB a été développée en technologie IMS (Insulated Metal Substrate), qui repose sur l'intégration de couches successives aux propriétés thermiques et électriques distinctes. Cette architecture optimise à la fois les performances électriques et la dissipation thermique, tout en garantissant un encombrement réduit. Les couches constituant la carte, ainsi que leurs épaisseurs et conductivités thermiques respectives (λ pour la conductivité thermique et d pour l'épaisseur), sont présentées en Figure II-20. Les conductivités thermiques de certains matériaux, comme le cuivre ou la couche isolante (appelé ici: TIM), peuvent en théorie varier avec la température. Toutefois, compte tenu de la faible épaisseur de ces couches et du fait que la température maximale du système ne dépasse pas dans le cas de nos études 110 °C, cette dépendance est considérée négligeable [73]. Dans le cadre de cette étude, une conductivité thermique constante est donc retenue pour l'ensemble des couches afin de simplifier la modélisation.

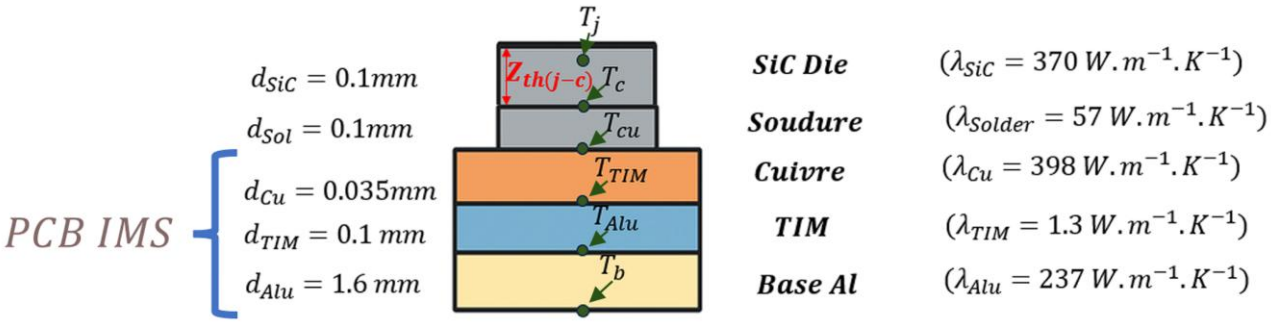


Figure II-20 Paramètres de chaque couche de la carte PCB IMS (cas d'un seule composant)

L'analyse thermique de la carte a été réalisée numériquement avec l'outil Ansys Icepak, qui s'appuie sur le solveur CFD ANSYS Fluent pour modéliser la conduction dans les régions solides (semi-conducteurs, couches métalliques, substrats, etc.) et les transferts thermiques dans le fluide environnant. Cette approche de dynamique des fluides numérique permet d'obtenir une représentation complète des phénomènes thermiques, en intégrant à la fois la diffusion de chaleur par conduction au sein des matériaux et les échanges par convection vers le milieu extérieur. Les fils de connexion (bonding wires) n'ont pas été pris en compte dans le modèle, ce qui permet de simplifier l'analyse [46].

Un atout majeur de cette étude réside dans le fait que la conception du circuit imprimé (PCB) a été entièrement développée dans le cadre de ces travaux de thèse à l'aide du logiciel Altium Designer, garantissant un contrôle complet de la géométrie et la composition des matériaux de la carte. Pour assurer une représentation précise lors de la simulation thermique, une méthodologie a été mise en place car le worflow n'est pas direct. Nous utilisons le logiciel Ansys HFSS comme interface entre Altium Designer et Ansys Icepak, permettant l'exportation exacte de la géométrie des couches de cuivre (Figure II-21). Cette étape est cruciale, car la distribution du cuivre joue un rôle déterminant dans la conduction de chaleur. Contrairement aux approches simplifiées, cette méthode d'exportation directe préserve l'ensemble des détails géométriques liés routage (par exemple les vias), améliorant ainsi de manière significative la fidélité de l'analyse thermique.

Dans le cadre de cette simulation, un modèle des puces illustré en Figure II-21 a été développé. Afin d'améliorer la précision de l'estimation de la température de jonction, une résistance thermique supplémentaire a été introduite entre la jonction et le boîtier. Cette résistance correspond à la valeur $R_{th(j-c)}$ (résistance thermique jonction–boîtier) fournie par le constructeur (Figure II-22). Dans notre cas, le point correspondant au boîtier est le début de la zone de soudure du système, comme illustré à la Figure II-20. Ce choix permet de représenter de manière réaliste la dissipation thermique

depuis la jonction du semi-conducteur jusqu'à la plaque de base. Ce modèle à l'avantage d'être normé, mais ne permet pas de représenter des variations paramétriques qui seraient liées au vieillissement du composant.

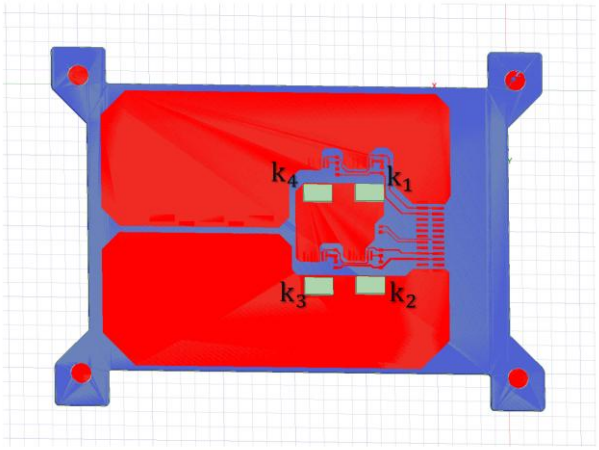


Figure II-21 Carte 1 intégrée dans Ansys Icepak

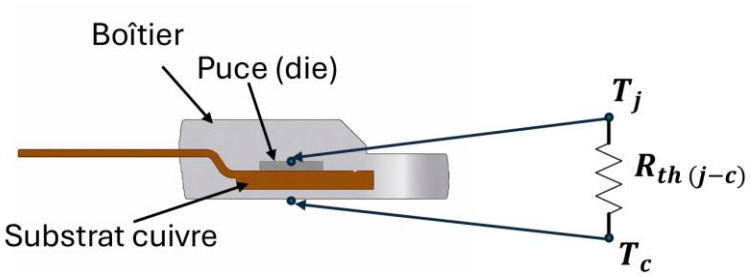


Figure II-22 Résistance thermique jonction-boîtier

Par souci de simplification et pour rester cohérent avec l'utilisation de $R_{th(j-c)}$, la température de cette couche de soudure est notée T_c dans la Figure II-20. Cette convention facilite l'interprétation du modèle en reliant directement la notation au paramètre constructeur de résistance thermique.

Pour de futures analyses transitoires, l'impédance thermique transitoire ($Z_{th(j-c)}$) est également prise en compte afin de modéliser les effets dynamiques de la diffusion du flux de chaleur.

Chaque puce SiC (k_1 à k_4 sur la Figure II-21) dissipe une puissance de 6 W, correspondant aux pertes calculées pour un point de fonctionnement qui sera évalué ultérieurement dans la partie expérimentale. Cette configuration permet de garantir la cohérence entre la simulation numérique et les mesures réelles, et autorise une comparaison directe des profils de température obtenus.

La dissipation thermique est étudiée en convection naturelle, en utilisant une condition aux limites de type Thermal Opening (ou ouverture libre), qui permet au solveur CFD de reproduire librement les échanges thermiques et l'écoulement d'air environnant. Dans ce cadre, le coefficient de transfert thermique convectif h_{conv} n'est pas fixé a priori : il est déterminé dans la simulation par la distribution locale des vitesses et des gradients de température. Le système évolue ainsi passivement jusqu'à atteindre son état d'équilibre thermique. La température ambiante est fixée à 24 °C, correspondant à des conditions de fonctionnement standards.

Afin d'obtenir une répartition stationnaire représentative du champ de températures, la simulation a été réalisée en régime transitoire sur une durée suffisante pour atteindre l'équilibre thermique.

Pour mieux comprendre la dissipation thermique dans les différentes zones du système, nous avons calculé le coefficient de transfert thermique convectif h_{conv} pour deux régions spécifiques : la surface de la puce (die) et la semelle aluminium avec les 4 puces dans un état ON (Figure II-23). Le coefficient h_{conv} est extrait en mesurant le flux thermique local q (densité de pertes surfacique), la température de surface moyenne $T_{surface}$, et en utilisant la température ambiante T_∞ comme référence :

$$h_{conv} = \frac{q}{T_{surface} - T_\infty} \qquad \text{II-19}$$

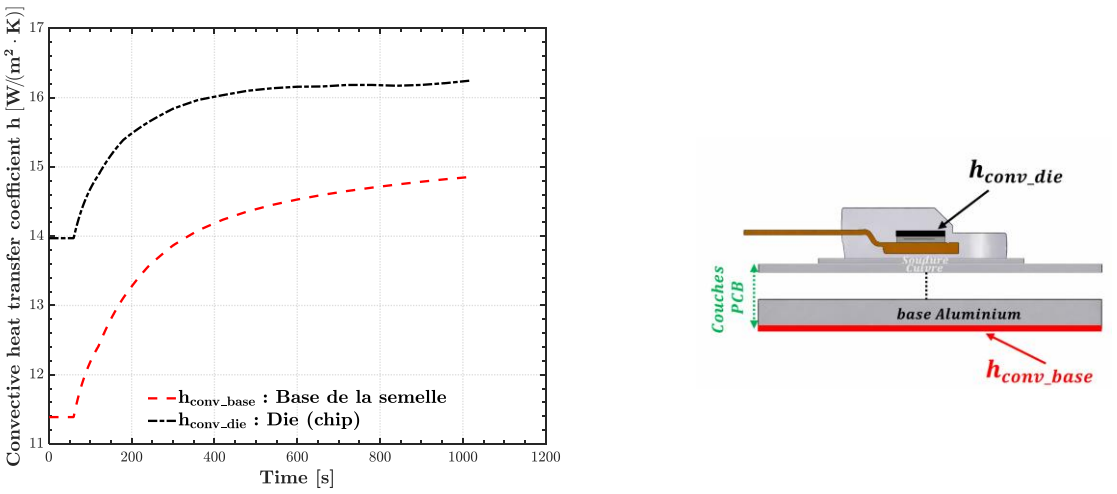


Figure II-23 Evolution du coefficient de transfert de la chaleur

Pour la comparaison présentée dans cette étude, la valeur de h_{conv} retenue correspond à celle obtenue lorsque le régime thermique est établi. Les résultats mettent en évidence que h_{conv} augmente avec la température de surface, ce qui est attendu en convection naturelle : une surface

plus chaude crée un gradient thermique plus marqué, induit des mouvements de fluide plus intenses, et améliore ainsi le transfert de chaleur local. Dans notre cas, la surface de la puce présente la valeur la plus élevée de h_{conv}, suivie de celle de la base de la semelle d'aluminium. En d'autres termes, la convection n'est pas uniforme : le champ de vitesses et les gradients locaux entraînent une variation spatiale de h_{conv}, qui reflète l'intensité des échanges thermiques à chaque interface solide-fluide.

Par ailleurs, il est important de souligner que le calcul de h_{conv} nécessite un certain temps avant de se stabiliser. En effet, bien que la formule d'estimation prenne implicitement en compte les effets instantanés du flux thermique à la surface, elle ne permet pas de distinguer les phénomènes de stockage thermique qui se produisent dans le solide lors des régimes transitoires [74], [75]. La valeur obtenue n'acquiert donc une signification physique pleinement représentative du transfert convectif qu'une fois le système proche de l'état stationnaire, lorsque le flux thermique et le gradient de température de surface sont bien établis [74], [75] . C'est pour cette raison que, dans cette étude, la valeur de h_{conv} utilisée pour les comparaisons est celle extraite de la courbe lorsque le régime thermique est établi.

II.3.2.2 Explication du cas d'étude

Dans ce modèle thermique, l'objectif est de représenter avec précision la température de la puce k_4 (Figure II-21), en tenant compte à la fois de son auto-échauffement et du couplage thermique avec les trois puces adjacentes. L'auto-échauffement est modélisé à l'aide d'un réseau RC de type Foster, où chaque couche thermique est représentée par une impédance équivalente. Le flux thermique généré dans le composant traverse d'abord la couche de soudure reliant la puce au PCB, puis se propage dans la piste de cuivre T_{cu}, qui constitue la première couche conductrice du PCB (Figure II-20). À partir de cette couche de cuivre, la chaleur se diffuse ensuite à travers les différentes couches du circuit imprimé jusqu'au système de refroidissement. Cette modélisation permet d'obtenir une estimation détaillée de la répartition des températures dans l'empilement et d'évaluer plus précisément la température de jonction (T_j).

Le couplage thermique entre la puce k_4 et ses voisines est introduit sous forme de sources de tension contrôlées, simulant l'apport de chaleur issu des composants adjacents. L'intensité de ce couplage dépend de la distance entre les puces et de la puissance dissipée par chacune d'elles. Dans l'hypothèse adoptée ici, toutes les puces dissipent une puissance identique, de sorte que chaque couche de k_4 reçoit en plus de sa propre dissipation trois contributions thermiques supplémentaires, correspondants à k_1, k_2 et k_3.

Pour la détermination de la température de jonction, le modèle est étendu au-delà de la couche de soudure par l'intégration de l'impédance thermique $Z_{th(j-c)}$, fournie dans la fiche technique du constructeur. Celle-ci représente le chemin thermique direct entre la jonction et la soudure. Cependant, des écarts existent fréquemment entre les valeurs indiquées dans les fiches techniques et celles des dispositifs réels, en raison de disparités de fabrication ou de phénomènes de vieillissement [65]. Dans ce travail, cette impédance thermique est supposée constante, conformément aux valeurs fournies par le constructeur. Néanmoins, une étude dédiée à ce phénomène pourrait être menée afin de prendre en compte l'évolution possible de ces paramètres et d'améliorer l'estimation de T_j [65]. Les points de suivi thermique sont définis à partir du centre de la jonction et descendent verticalement jusqu'à la base de la semelle d'aluminium (base plate) (T_b).

Lors de l'extraction de l'impédance thermique Z_{th} de chaque couche, une hypothèse simplificatrice est adoptée : l'ensemble de la chaleur générée est supposé se diriger vers la semelle d'aluminium. Cela revient à considérer les faces supérieure et latérales comme adiabatiques dans cette étape spécifique du calcul [46], [59], [65]. Ce choix de modélisation simplifie le calcul direct des valeurs verticales de Z_{th}. Même s'il ne reflète pas parfaitement la réalité physique, l'essentiel est de conserver, lors de l'utilisation du modèle dans d'autres conditions de fonctionnement ou de refroidissement que celles utilisées pour l'identification, une proportion d'extraction de chaleur identique entre la semelle et le reste de la carte, afin de garantir la validité du modèle. Toutefois, cette approche peut introduire une légère surestimation de Z_{th}[76], [77].

Bien que le modèle RC extrait à partir des simulations fournisse des résultats précis, il repose sur l'hypothèse que les conditions aux limites, en particulier le coefficient de transfert thermique convectif h_{conv}, sont connues et stables. Or, même en convection naturelle, ce coefficient varie selon les conditions locales et doit être estimé par confrontation entre résultats simulés et mesures expérimentales. Dans le cas d'une convection forcée (par exemple par ventilateur), l'impédance thermique entre la semelle d'aluminium et l'environnement ($Z_{th(b-h)}$) doit être recalibrée, ce qui nécessite de nouvelles simulations et l'ajustement de $Z_{th(b-h)}$ en raison du changement de h_{conv}.

II.3.2.3 Démarche d'extraction du modèle RC

Le modèle global d'impédances thermiques, représenté en Figure II-24, associe à chaque couche une impédance spécifique : la jonction est reliée à la couche de soudure par $Z_{th(j-c)}$, la soudre au cuivre par $Z_{th(c-cu)}$, le cuivre au matériau d'interface thermique (TIM) par $Z_{th(cu-TIM)}$, le TIM à la couche d'aluminium par $Z_{th(TIM-Alu)}$, et la semelle d'aluminium par $Z_{th(Alu-b)}$, et enfin

la semelle à l'environnement par $Z_{th(b-h)}$. À ces éléments principaux s'ajoutent les impédances de couplage, notées $Z_{th(cu-TIM)}^{k_i-coupl}$, $Z_{th(TIM-Alu)}^{k_i-coupl}$, $Z_{th(Alu-b)}^{k_i-coupl}$ et $Z_{th(b-h)}^{k_i-coupl}$, avec $i = 1,2,3$, traduisant l'influence thermique latérale des puces voisines k_1, k_2, et k_3. Ces termes assurent que le modèle intègre fidèlement le transfert de chaleur entre composants adjacents, à travers toutes les couches. La température ambiante T_a est fixée comme condition externe.

Dans ce modèle thermique, l'auto-échauffement d'une couche donnée de la puce k_4 est caractérisé par l'impédance :

$$Z_{th-k_4(n-m)}^{self} = \frac{T_{n-k_4}(t) - T_{m-k_4}(t)}{P_{self}} \qquad \textbf{II-20}$$

Où T_{n-k_4} et T_{m-k_4} désignent les températures de deux couches thermiques adjacentes, et P_{self} la puissance dissipée par la puce elle-même.

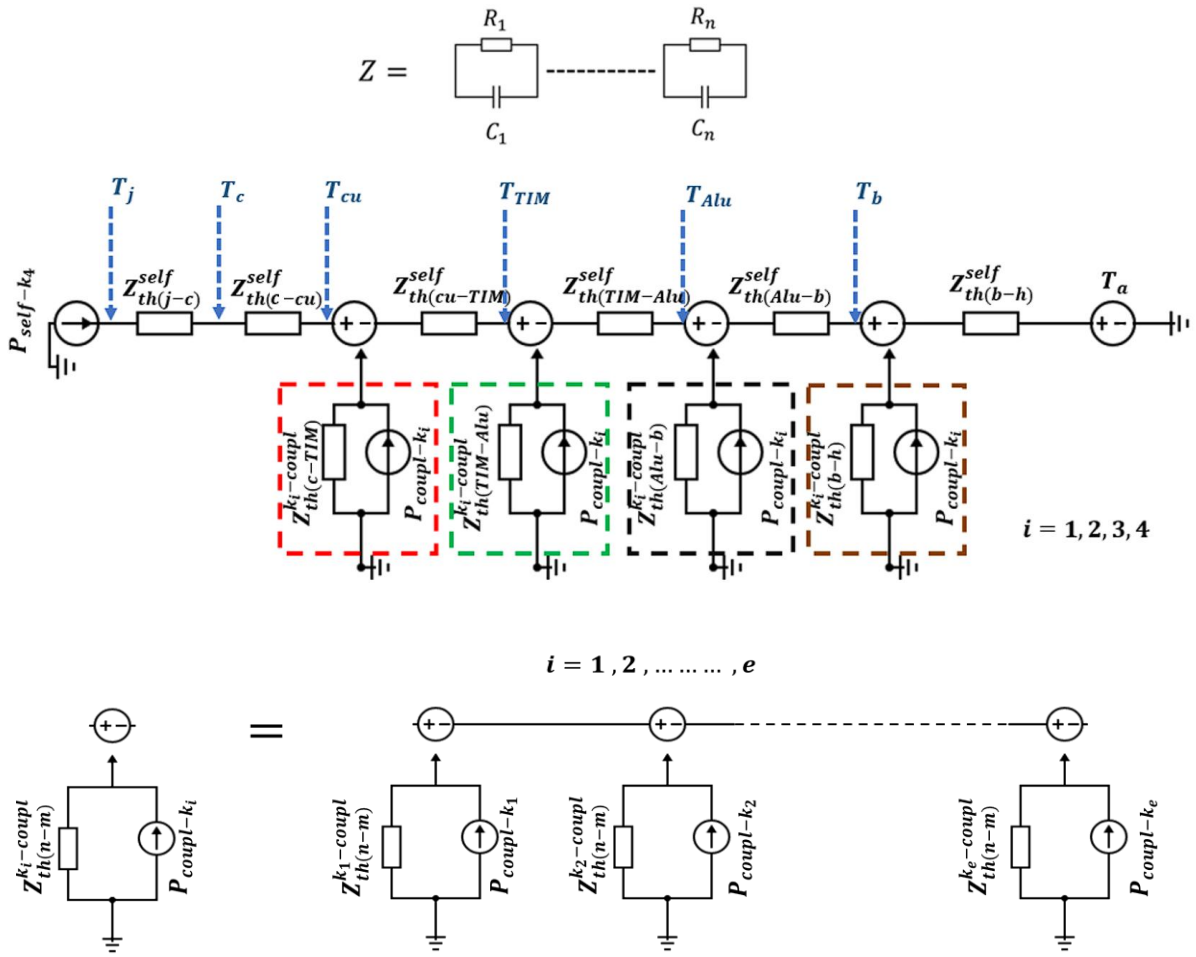


Figure II-24 Le modèle thermique 3D proposé

De façon similaire, l'impédance thermique de couplage est définie par :

$$Z_{th-k_4(n-m)}^{k_i-coupl} = \frac{T_{n-k_4}(t) - T_{m-k_4}(t)}{P_{coupl}} \qquad \textbf{II-21}$$

Où P_{coupl} correspond à la puissance dissipée par une puce voisine, ce qui permet de quantifier l'influence thermique des composants adjacents.

Compte tenu de la construction du réseau d'impédances général de la Figure II-24, l'impédance totale est exprimée comme :

$$Z_{th-k_4ToT}^{(k_1,k_2,k_3-coupl)} = Z_{th-k_4}^{self} + Z_{th-k_4}^{k_1-coupl} + Z_{th-k_4}^{k_2-coupl} + \quad Z_{th-k_4}^{k_3-coupl} \qquad \textbf{II-22}$$

L'impédance d'auto-échauffement se décompose en plusieurs contributions associées aux différentes couches traversées par la chaleur :

$$Z_{th-k_4}^{self} = Z_{th-k_4(j-c)}^{self} + Z_{th-k_4(c-cu)}^{self} + Z_{th-k_4(cu-TIM)}^{self} + Z_{th-k_4(TIM-Alu)}^{self} + Z_{th-k_4(Alu-b)}^{self} + Z_{th-k_4(b-h)}^{self} \qquad \textbf{II-23}$$

De manière analogue, chaque impédance de couplage issue des puces voisines k_1, k_2, et k_3 est représentée par :

$$Z_{th-k_4}^{k_i-coupl} = Z_{th-k_4(cu-TIM)}^{k_i-coupl} + Z_{th-k_4(TIM-Alu)}^{k_i-coupl} + Z_{th-k_4(Alu-b)}^{k_i-coupl} + \quad Z_{th-k_4(b-h)}^{k_i-coupl} \qquad \textbf{II-24}$$

À partir de la simulation thermique 3D, l'extraction de l'impédance thermique totale repose sur trois étapes principales.

(1) Une analyse en réponse indicielle est d'abord effectuée en activant uniquement la puce k_4. Cette configuration permet d'extraire les courbes de température transitoire aux points T_c , T_{cu} , T_{TIM} , T_{Alu} et T_b. La différence entre deux points verticaux successifs, divisée par la puissance dissipée par la puce, donne directement l'impédance d'auto-échauffement $Z_{th-k_4}^{self}$.

(2) Une puce adjacente est ensuite activée, par exemple k_1, tout en maintenant k_4 sous puissance. L'impédance de couplage thermique associée est alors calculée comme :

$$Z_{th-k_4}^{k_1-coupl} = Z_{th-k_4ToT}^{(k_1-coupl)} - Z_{th-k_4}^{self} \qquad \textbf{II-25}$$

Puisque les deux puces dissipent la même puissance ($P = P_{self} = P_{coupl}$), cette expression se simplifie en :

$$Z_{th-k_4(n-m)}^{k_1-coupl} = \frac{T_{n-k_4ToT}^{k_1-coupl} - T_{m-k_4ToT}^{k_1-coupl}}{P} - Z_{th-k_4}^{self} \qquad \textbf{II-26}$$

Où $T_{n-k_4ToT}^{k_1-coupl}$ et $T_{m-k_4ToT}^{k_1-coupl}$ représentent les courbes de température extraites dans k_4, lorsque k_1 et k_4 sont simultanément actifs.

En suivant la même méthodologie, les impédances thermiques de couplage associées aux puces k_2 et k_3 sont extraites de manière indépendante, garantissant ainsi que le réseau thermique global prend en compte à la fois l'auto-échauffement et les effets de couplage thermique.

(3) Afin d'exploiter le modèle d'impédance thermique transitoire dans des simulateurs de circuits pour l'estimation de la température, les courbes d'impédance thermique extraites sont ajustées mathématiquement par une somme de fonctions exponentielles, comme indiqué dans l'équation (II-27). Le processus de l'ajustement de la courbe s'appuie sur l'outil Curve Fitting de MATLAB. Un algorithme d'extraction optimisée sélectionne un nombre n entre un et quatre paires RC afin d'obtenir la meilleure correspondance possible entre la courbe ajustée et les valeurs de Z_{th} issues des simulations. Le choix final est guidé par la qualité de l'ajustement, de manière à ce que le modèle thermique conserve une précision élevée pour la prédiction du comportement thermique transitoire.

$$Z_{th}(t) = \sum_n R_{th_n} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{th_n}C_{th_n}}}\right) \qquad \textbf{II-27}$$

II.3.2.4 Comparaison du modèle RC extrait par rapport à la simulation

La précision du modèle thermique RC extrait a été évaluée en le comparant aux résultats de la simulation réalisée sous Ansys Icepak, qui constitue la référence (Figure II-25). Dans ce scénario, chaque puce de la configuration en pont en H a été soumise à une dissipation de puissance de 6 W, correspondant à un point de fonctionnement qui sera par ailleurs testé expérimentalement. La température de jonction de la puce K_4 (T_{j-simu}), ainsi que celle de la semelle d'aluminium (T_{b-simu}), ont été suivies tout au long de la simulation. La réponse thermique obtenue à partir du réseau RC réduit (T_{j-RC}, T_{b-RC}) présente une concordance avec celle issue de la simulation (Figure II-26). Cette cohérence est observée aussi bien durant la phase transitoire de chauffage qu'à l'état

d'équilibre thermique. Dans le cas de référence correspondant aux conditions d'identification du modèle, l'écart sur la température de jonction à l'état stationnaire s'avère négligeable, avec un ajustement (Fit) de 98 % calculé à l'aide de l'équation (m étant le nombre d'échantillons sur la durée de simulation) (II-28). Ces résultats confirment que le modèle RC extrait restitue fidèlement la dynamique thermique du système dans ses conditions d'identification.

$$\text{Fit} = 100\left(1 - \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{m}(T_{FEM}[k] - \overline{T_{RC}})^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{m}(T_{FEM}[k] - \overline{T_{FEM}})^2}}\right) \qquad \textbf{II-28}$$

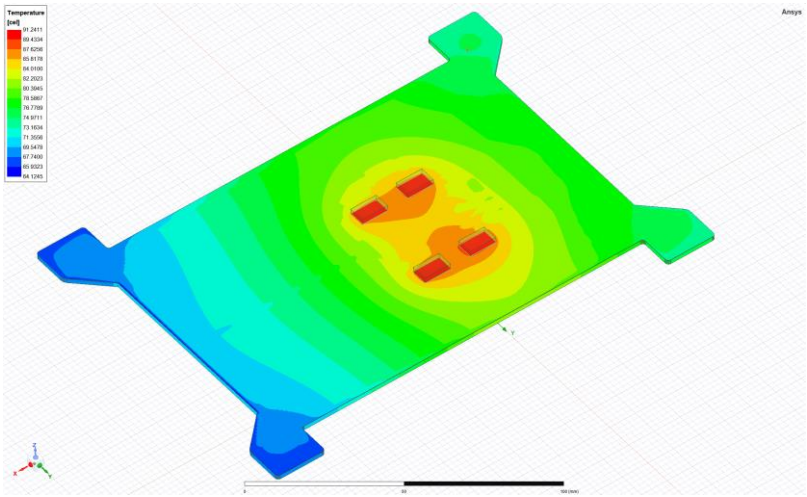


Figure II-25 Simulation thermique de la carte étudiée

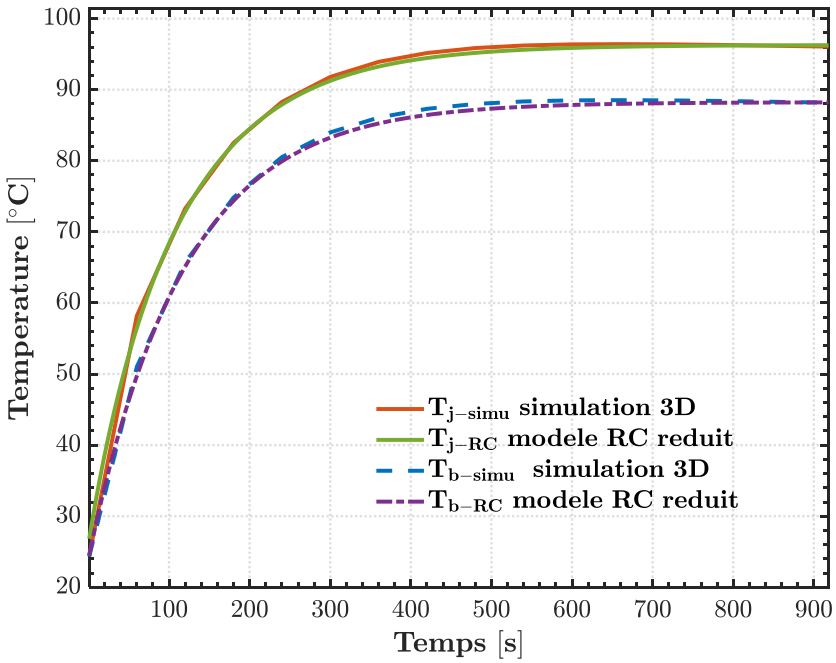


Figure II-26 Simulation Ansys Icepak vs Modèle RC Foster

II.3.3 Optimisation du Modèle RC Foster avec un modèle RC hybride

II.3.3.1 Présentation et validation du RC hybride par simulation

Bien que le modèle RC réduit extrait des simulations fournisse des résultats précis, il repose sur l'hypothèse que les conditions aux limites, et en particulier le coefficient de transfert thermique convectif h_{conv}, sont connus et stables. En pratique, cette hypothèse est rarement vérifiée. En convection naturelle par exemple, ce coefficient h_{conv} dépend de nombreux facteurs tels que les mouvements d'air ambiant, l'orientation de la carte, les pertes ou encore la présence d'obstacles à proximité. En convection forcée, comme dans le cas d'un refroidissement par ventilateur, le flux d'air peut varier significativement d'une zone à l'autre de la carte, affectant ainsi la valeur effective de h_{conv} et, par conséquent, le dernier segment du chemin thermique $Z_{th(b-h)}$. Mettre à jour le modèle de manière précise pour chaque condition nécessiterait alors de relancer une simulation complète afin de recalibrer ces effets, ce qui s'avère peu pratique.

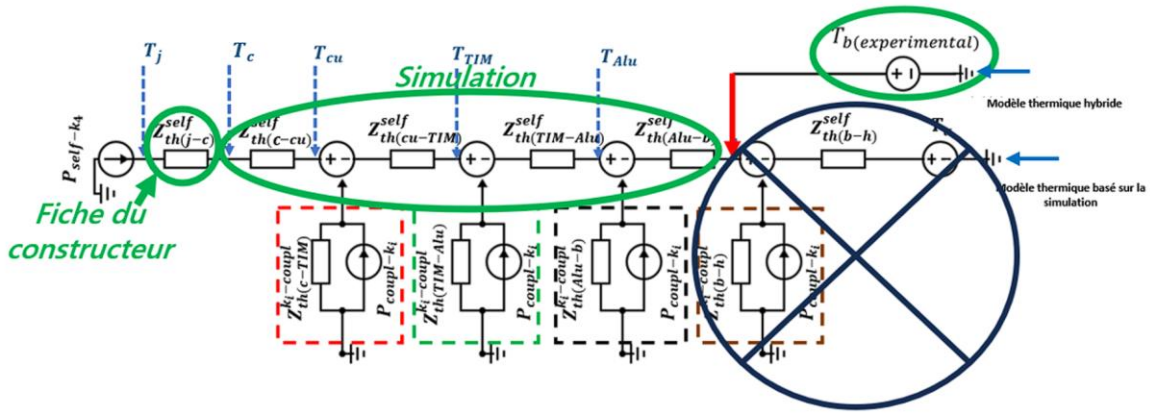


Figure II-27 Représentation du modèle RC hybride

Pour remédier à cette limitation, un modèle RC hybride (Figure II-27) est proposé afin de mieux représenter les conditions expérimentales réelles. Le principe est le suivant : l'ensemble de la structure RC entre la jonction et la semelle d'aluminium $Z_{th(j-b)}$ est conservé dans sa configuration initiale, issue des simulations et des données constructeurs. En revanche, au lieu de considérer le dernier segment reliant la base de la semelle d'aluminium à l'ambiant, représentant l'effet du coefficient h_{conv}, celui-ci est remplacé par une température mesurée directement sur la la face inférieure de la semelle d'aluminium, directement sous la puce, en faisant l'hypothèse que la

majorité du flux thermique diffuse verticalement de la puce vers la semelle. Cette mesure peut être effectuée au moyen d'un thermocouple placé sous le composant dans un montage expérimental, ou bien d'un point de suivi défini dans la simulation.

Ainsi, la température de jonction peut être estimée sans avoir à spécifier l'environnement ambiant. Même dans le cas d'un coefficient h_{conv} non uniforme, d'un flux d'air hétérogène ou d'un autre dispositif de refroidissement, le modèle reste valable puisque la mesure réelle de la température de la face inférieure de la semelle d'aluminium permet d'actualiser en permanence le dernier segment thermique $Z_{th(b-h)}$. La partie $Z_{th(j-b)}$, correspondant à la dissipation thermique dans les solides, reste inchangée. En résumé, ce modèle hybride conserve la structure du modèle RC réduit tout en le rendant plus robuste et plus adaptable aux conditions expérimentales, en particulier lorsque celles-ci sont incertaines ou variables.

Afin d'évaluer la robustesse du modèle RC hybride ainsi que celle du modèle RC de Foster extrait de manière classique sous Ansys Icepak, un profil de pertes variables a été appliqué au système, variant entre 13 W et 1 W en transitoire. Au cours de cette simulation transitoire, la température de jonction T_{j-simu} ainsi que la température de la semelle d'aluminium T_{b-simu} ont été suivies, cette dernière correspondant au point où les mesures expérimentales seraient habituellement effectuées.

En parallèle, à partir du modèle RC hybride développé, la température de jonction a été estimée ($T_{j-hybride}$) en utilisant comme seule entrée la température de la surface inférieure de la semelle d'aluminium T_{b-simu}. Cette estimation a ensuite été comparée à deux références : d'une part la température de jonction issue directement de la simulation (T_{j-simu}), et d'autre part la température estimée par le modèle RC réduit (T_{j-RC}, Figure II-26), identifié initialement sous une dissipation constante de 6 W.

Afin de mieux comprendre l'évolution du coefficient h_{conv} au cours du processus transitoire, sa valeur effective a également été calculée au niveau de la base de la semelle d'aluminium pour chaque palier de puissance. Cette estimation repose sur le calcul du flux thermique local traversant la base de la semelle d'aluminium et sur l'application de la relation (II-19).

Les résultats obtenus (Figure II-28) mettent clairement en évidence que le modèle RC hybride ($T_{j-hybride}$) suit avec une grande fidélité la température de jonction simulée (T_{j-simu}), indépendamment du niveau de puissance appliqué ou des variations de h_{conv}, avec un taux

d'ajustement de 97 %. Cette performance confirme la fiabilité de l'approche hybride non seulement en régime stationnaire, mais aussi dans des conditions transitoires et dynamiques.

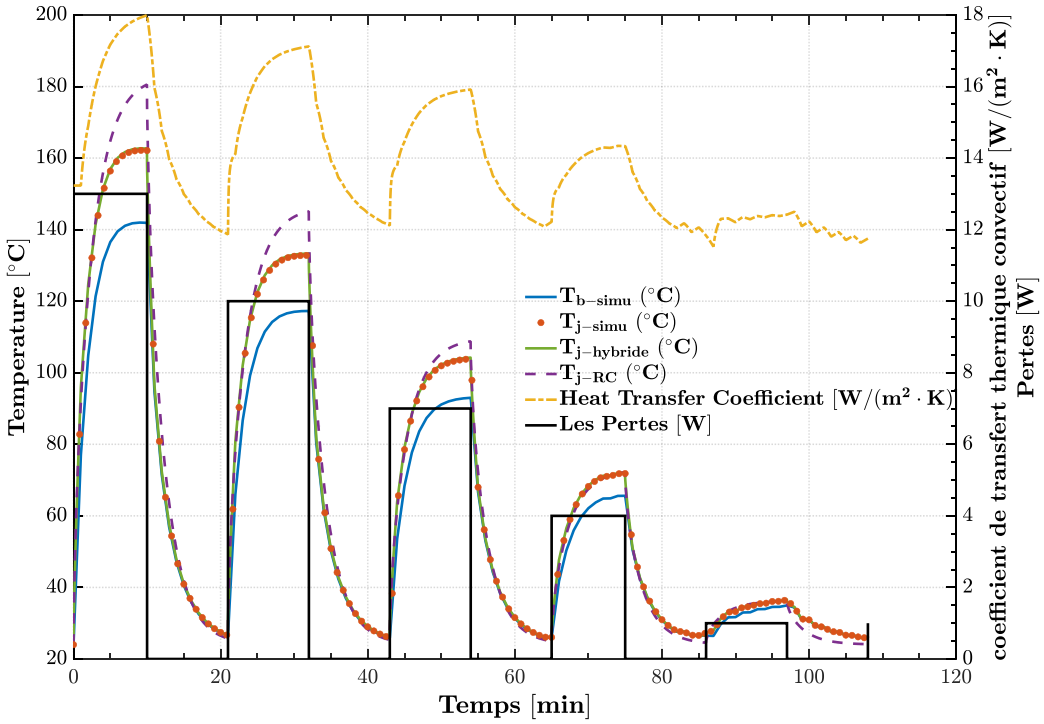
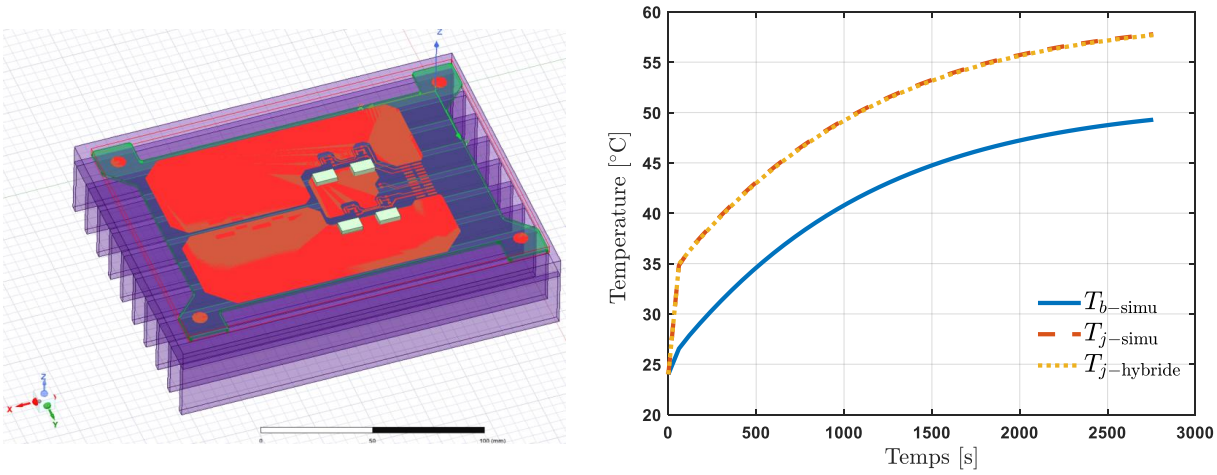


Figure II-28 Prédiction de la température de jonction sous puissance variable et h_{conv} auto-ajusté : comparaison entre modèles : simulation, RC hybride et RC extrait à puissance constante

À l'inverse, le modèle RC réduit (T_{j-RC}) identifié à 6 W tend à surestimer la température de jonction lorsque la puissance dissipée est supérieure à 6 W. Ce comportement était attendu puisque la température augmentant, la convection naturelle devient plus efficace (h_{conv} s'accroît), alors que le modèle RC réduit conserve une valeur constante d'impédance thermique, issue des seules conditions d'identification. Il n'intègre donc pas l'effet supplémentaire de transfert thermique et fournit une estimation moins précise, avec un ajustement de 88,19 % par rapport à T_{j-simu}.

Dans une autre simulation (Figure II-29-a), un dissipateur comportant dix ailettes a été ajouté sous la carte afin de modifier complètement les conditions de refroidissement. Dans ce cas, la puissance dissipée par chaque puce est fixée à 6 W, identique à celle utilisée pour l'extraction du modèle RC réduit. La température de la base de la semelle d'aluminium issue de la simulation (T_{b-simu}) est alors utilisée comme entrée pour reconstruire la température de jonction à l'aide du modèle RC hybride ($T_{j-hybride}$). Les résultats (Figure II-29-b) montrent que le RC hybride suit

fidèlement la jonction simulée, avec un ajustement de 98 %. Cela confirme une nouvelle fois que l'hypothèse que l'impédance thermique $Z_{th(j-b)}$ reste stable et indépendante des conditions limites appliquées est applicable.



a- Dissipateur sous Ansys Icepak b- Résultat de simulation vs $T_{j-hybride}$

Figure II-29 Simulation d'un dissipateur avec 10 ailettes / Comparaison avec le RC hybride

En revanche, le modèle RC réduit devient inopérant pour reconstruire correctement la jonction dans ce scénario, en raison de la variation du coefficient h_{conv}, et ce malgré le fait que la dissipation de puissance reste identique à celle des conditions d'identification, comme dans le cas présenté à la Figure II-28.

Toutefois, une problématique se pose dans ce type de configuration lorsque l'on traite un cas expérimental. En pratique, la température T_b, située entre la base de la semelle d'aluminium et le dissipateur, n'est pas accessible pour une mesure par thermocouple. Même une modification du dissipateur, par exemple en y perçant un trou ou en créant un logement pour insérer un capteur, introduirait des zones de contact imparfait avec l'air, augmentant ainsi la résistance thermique. Cette inaccessibilité est un cas très fréquent, notamment dans les onduleurs encapsulés ou refroidis par plaque froide, et nécessite donc le développement d'une solution adaptée permettant d'estimer cette température et de la relier de manière fiable à la température de jonction.

II.3.3.2 Application du RC hybride sur la maquette expérimentale du cas simulé

La campagne d'essais expérimentaux a pour objectif de valider les résultats issus des simulations thermiques réalisées avec Ansys Icepak. Pour cela, une des deux cartes réalisées a été instrumentée de manière détaillée afin de suivre la répartition des températures sur l'ensemble de sa surface. La carte instrumentée est équipée de 24 thermocouples de type T et d'un capteur NTC (Figure II-30), positionnés pour capter les principales variations thermiques. Quatre thermocouples sont fixés en contact direct avec la surface de la base de la semelle d'aluminium, à l'arrière de la carte, précisément sous l'emplacement des semi-conducteurs. Cette configuration permet de suivre l'échauffement local généré par chaque puce. Dans la suite, l'attention sera particulièrement portée sur le thermocouple placé directement sous la puce correspondant à K_4, afin de comparer avec la simulation présentée précédemment.

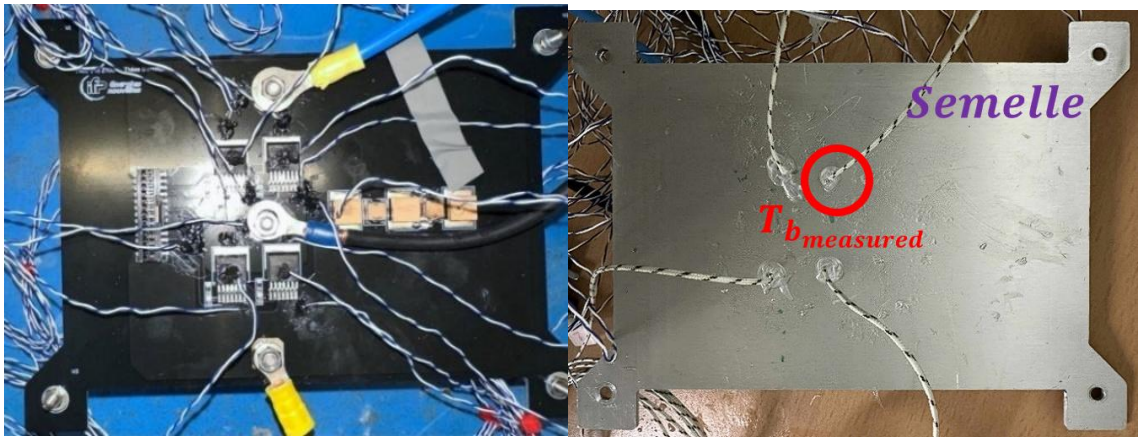


Figure II-30 La carte instrumentée

Les 20 thermocouples restants sont positionnés sur la face supérieure de la carte : quatre d'entre eux sont fixés sur le boîtier plastique des puces, tandis que les autres sont répartis sur la couche de cuivre et la région TIM, à proximité des puces et des condensateurs, afin de capter les gradients thermiques dans ces zones critiques.

Lors des essais (Figure II-31), les composants SiC sont sollicités par un courant maximal de 40 A, avec une commande par modulation de largeur d'impulsion (PWM). La carte est configurée en pont en H, permettant l'inversion de polarité sur une charge inductive connectée et générant ainsi des conditions réalistes de sollicitations thermiques dynamiques. L'alimentation est assurée par une source continue de 20 V, avec une fréquence de commutation fixée à 30 kHz.

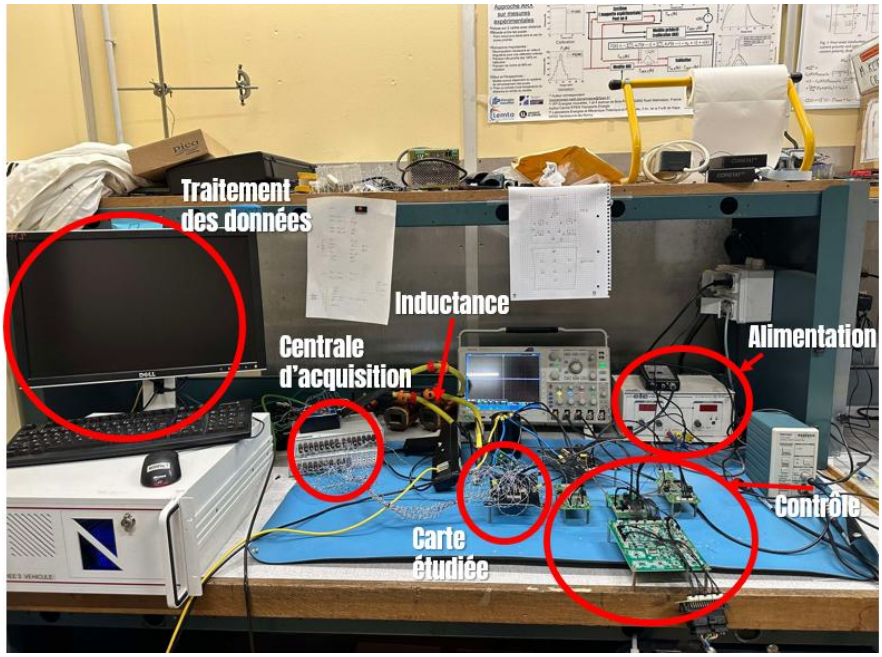


Figure II-31 Montage expérimental en convection naturelle

Les essais sont menés en convection naturelle, avec une température ambiante d'environ 24 °C, sans aucun apport de flux d'air forcé. Les pertes de puissance sont évaluées expérimentalement à l'aide d'un wattmètre et correspondent à environ 6 W par puce, en accord avec les valeurs retenues lors des simulations.

Afin d'éviter toute conduction thermique directe vers le support, la carte est montée sur quatre entretoises, de sorte qu'elle ne soit pas en contact avec la table. Cette configuration constitue un cas défavorable de refroidissement : l'absence de circulation forcée d'air favorise l'accumulation de chaleur autour des composants, menant à des températures d'équilibre plus élevées et à des contraintes thermiques accrues. Elle offre néanmoins un scénario de référence pertinent et simple à tester pour évaluer le comportement du système dans des conditions de refroidissement passif.

À partir de la simulation précédente réalisée à 6 W, nous avons pu extraire les résultats thermiques et établir un modèle RC Foster réduit validé (Figure II-26). Sur cette base, les simulations suivantes ont permis de confirmer la capacité du modèle RC hybride à estimer de manière robuste la température de jonction à partir de la température prise au niveau de la base de la semelle d'aluminium, le paramètre $Z_{th(j-b)}$ identifié en simulation étant considéré comme constant dans les simulations effectuées. En supposant que cette valeur $Z_{th(j-b)}$, obtenue avec Icepak, demeure valable dans notre configuration expérimentale, il devient alors possible d'estimer la température de jonction $T_{j-hybride-exp}$ à partir de la température de semelle mesurée $T_{b-measured}$ (Figure II-32).

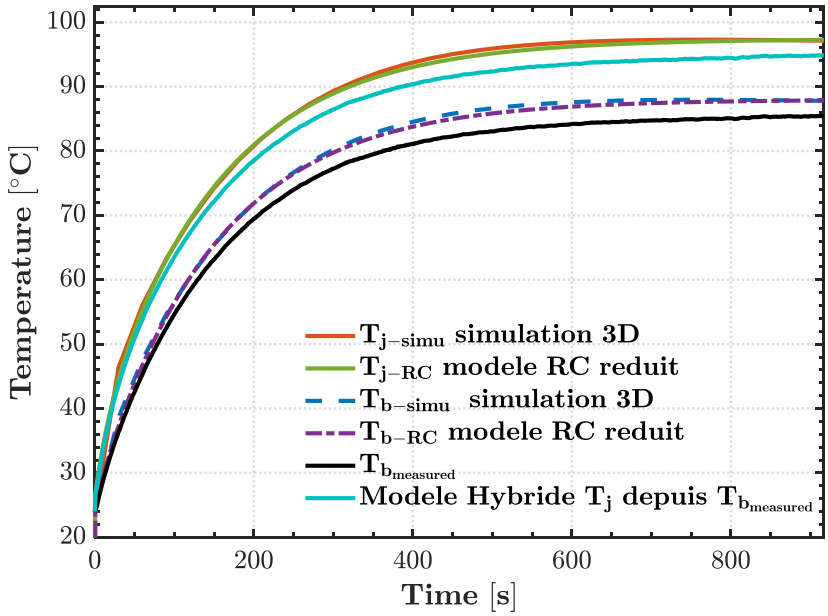


Figure II-32 Comparaison entre la simulation, le modèle RC réduit et la jonction estimée expérimentalement par RC hybride

En comparant la température de la semelle d'aluminium mesurée expérimentalement $T_{b-measured}$ avec les résultats numériques (T_b issus soit de la simulation 3D, soit du modèle RC réduit), certaines divergences apparaissent, notamment en termes de temps de réponse et de valeurs en régime permanent. Ces écarts s'expliquent principalement par des limites physiques et pratiques propres au montage expérimental. L'une des causes majeures réside dans l'utilisation de l'adhésif thermique servant à fixer le thermocouple, non pris en compte dans la simulation. De plus, certaines irrégularités géométriques ou la présence d'éléments extérieurs (câbles, pieds de support, géométrie de l'enceinte) ont pu modifier les conditions de convection locales dans l'environnement expérimental. Ces effets contribuent à expliquer les faibles écarts observés entre simulations et mesures.

On constate que les différences de résultats restent mineures : l'écart entre la température simulée et mesurée au niveau de la semelle d'aluminium n'excède pas environ 3 °C en régime stationnaire et un ajustement (fit) de 87%. Ce niveau de précision confirme la fiabilité de la reconstruction de la température de jonction, sous réserve que les incertitudes expérimentales mentionnées, notamment celles liées à la mesure par thermocouple, soient minimisées ou prises en compte dans l'analyse.

II.3.3.3 Estimation de l'erreur de mesure du thermocouple

L'objectif de cette section est d'estimer l'erreur induite par la présence d'un thermocouple lors de la mesure de température, afin de pouvoir la corriger dans le modèle RC hybride. Pour ce faire, une simulation a été réalisée en considérant un thermocouple placé sur une plaque en aluminium dont la face inférieure est soumise à une température variant de 0 à 100 °C, tandis que la température ambiante est fixée à 0 °C (Figure II-33). Le thermocouple est positionné sur la face supérieure de la plaque, constitué de deux jonctions métalliques (cuivre et constantan). L'extrémité sensible est représentée par une sphère équivalente dont la température mesurée correspond à la moyenne pondérée des températures des deux jonctions au point de contact avec la sphère. Le rayon du thermocouple est estimé à 0,6 mm.

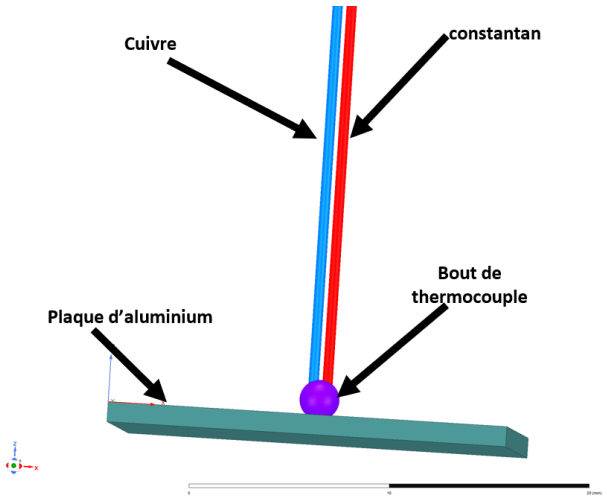
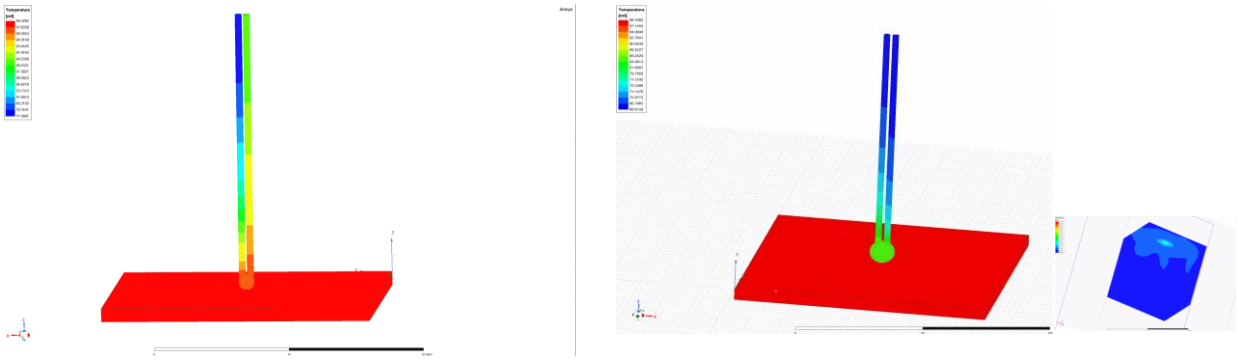


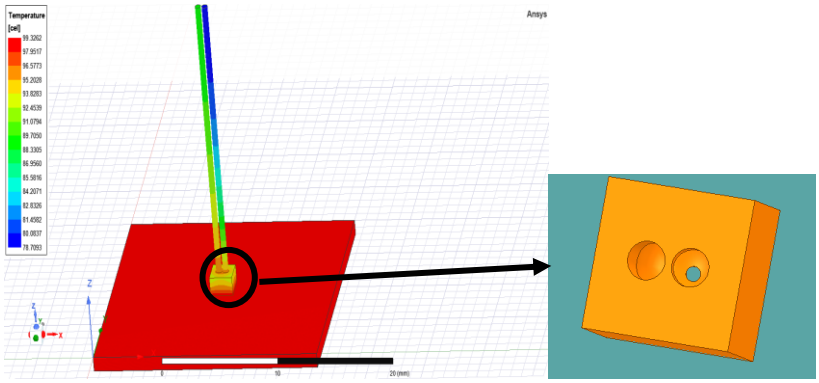
Figure II-33 Cas de simulation du thermocouple

La simulation a été conduite dans deux environnements distincts : en convection naturelle dans l'air, et en immersion dans de l'eau distillée pour simuler un environnement d'immersion dans un liquide (Figure II-34 a, b), afin d'évaluer l'influence du milieu de refroidissement sur l'erreur de mesure. Deux cas ont été considérés pour chacun de ces environnements : un thermocouple entouré d'une couche de colle époxy (Figure II-34 c), et un thermocouple directement en contact avec la surface (sans colle).



a- Convection naturelle

b- Immersion (thermocouple + le milieu)



c- Cas avec de la colle ajoutée

Figure II-34 Les différents cas de simulation (thermocouple)

Les résultats (Figure II-35) montrent que l'erreur par rapport à la température de référence T_{ref} croît avec la température et qu'elle dépend fortement de l'environnement dans lequel la mesure est réalisée. En convection naturelle, pour une température de 100 °C et un rayon de 0,6 mm, l'erreur est de l'ordre de 1,65 °C sans colle ($T_{TC_air_sans\ colle}$) et de 2,6 °C avec colle ($T_{TC_air_avec\ colle}$). En immersion, cette erreur est encore plus marquée : elle atteint environ 7,2 °C sans colle ($T_{TC_liquide_sans\ colle}$) et 10,3 °C avec colle ($T_{TC_liquide_avec\ colle}$). Ces écarts mettent clairement en évidence deux phénomènes conjoints : d'une part, l'influence de la couche d'époxy, et d'autre part, l'effet de l'environnement, puisque l'immersion accentue l'erreur de mesure par rapport à l'air en raison des différences de transfert thermique. L'association de ces deux facteurs aggrave l'écart entre la valeur mesurée et la température réelle, ce qui doit impérativement être pris en compte lors de l'exploitation des mesures expérimentales.

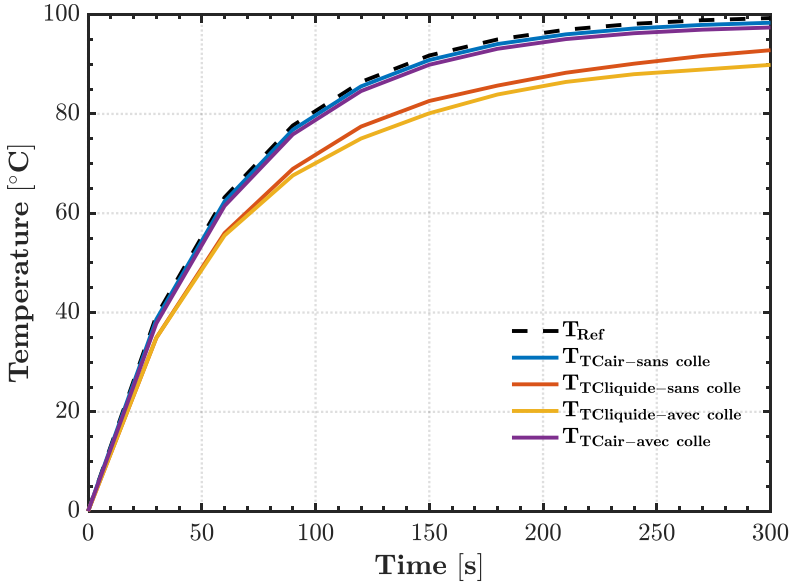


Figure II-35 Résultats de comparaison des thermocouples

Ces résultats soulignent l'importance non seulement d'un bon positionnement du thermocouple, mais également de la prise en compte de son influence propre dans le modèle RC hybride. Plutôt que de représenter cette erreur sous la forme d'une impédance thermique additionnelle, ce qui supposerait une dépendance directe à la puissance dissipée, nous l'exprimons ici comme une fonction polynomiale de la température mesurée au niveau du thermocouple.

La correction est donc introduite sous la forme :

$$\Delta T_{TC}(T_{b-measured}) = a_0 + a_1\, T_{b-measured} + a_2\, T_{b-measured}^2 \qquad \textbf{II-29}$$

Cette correction est obtenue par ajustement polynomial entre la température de référence (sans thermocouple) et la température mesurée lors des simulations dédiées :

$$\Delta T_{TC-erreur} = T_{ref} - T_{TC} \qquad \textbf{II-30}$$

Ainsi, la température corrigée utilisée comme entrée du modèle RC T_{b_mes*} hybride devient :

$$T_{b_mes*} = T_{b-measured} + \Delta T_{TC}(T_{b-measured}) \qquad \textbf{II-31}$$

Dans une représentation électrique équivalente Foster, où la température est assimilée à une tension, cette correction peut être implémentée directement comme une source dépendante où :

$$V(T_{b_mes*}) = V(T_{b-measured}) + a_0 + a_1 \cdot V(T_{b-measured}) + a_2 \cdot V(T_{b-measured})^2 \quad \textbf{II-32}$$

Deux polynômes distincts sont identifiés, selon le milieu de dissipation : un pour la convection naturelle $\Delta T_{TC,air}$ et un pour l'immersion $\Delta T_{TC,imm}$. Leur intégration dans le modèle RC hybride (Figure II-36) permet de corriger les mesures expérimentales et d'améliorer la précision de la reconstitution de la température de jonction à partir des capteurs placés sur la semelle d'aluminium.

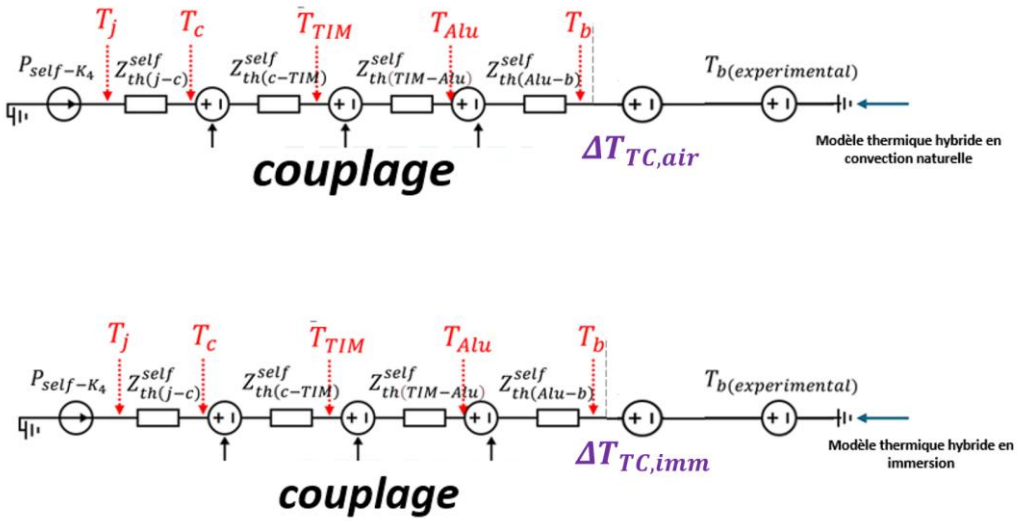


Figure II-36 Modèle RC hybride ajustée avec une correction de l'erreur de mesure estimé

Dans notre cas, le modèle RC hybride est appliqué en intégrant une correction spécifique à la convection naturelle, afin d'augmenter la précision de la reconstruction de la température de jonction à partir de la semelle d'aluminium (Figure II-37). La correction appliquée au signal mesuré par le thermocouple est donnée par l'équation (II-33).

$$\Delta T_{TC}(T_{b_mes*}) = 0.1455 + 0.0646\, T_{b-measured} - 0.000377\, T^2_{b-measured} \quad \textbf{II-33}$$

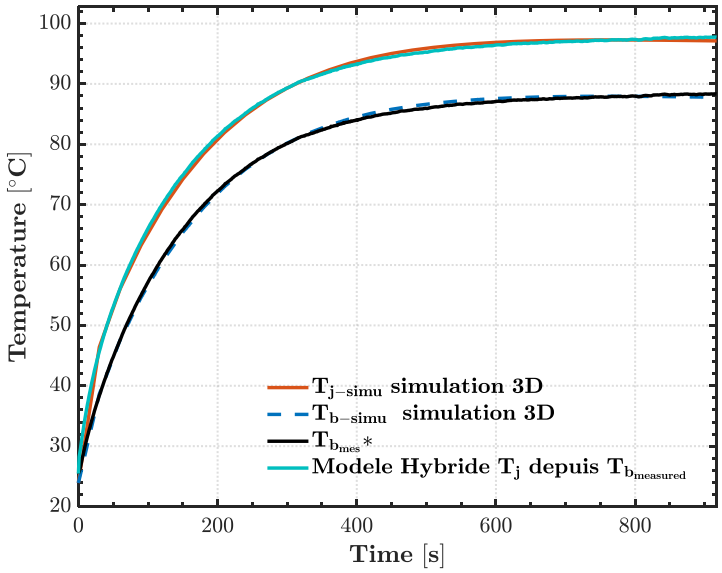


Figure II-37 Comparaison entre la simulation par éléments finis estimée et la jonction estimée expérimentalement avec le RC hybride et la correction de mesure

Avec l'application de cette correction du thermocouple dans le cas expérimental traité dans la Figure II-32, l'accord entre les résultats expérimentaux et la simulation s'améliore nettement : on obtient une correspondance de 97 % entre la semelle d'aluminium expérimentale et celle issue de la simulation (Figure II-37), contre 87 % sans correction (Figure II-32). Ce gain confirme l'importance de prendre en compte l'erreur instrumentale induite par le thermocouple (géométrie de la jonction, présence de colle, environnement de convection), afin d'assurer une estimation plus fiable de la température de jonction dans des conditions expérimentales réalistes.

II.4 Conclusion

Ce chapitre a été consacré au développement et à l'amélioration progressive de méthodes de modélisation thermique appliquées aux dispositifs électroniques de puissance, en partant des approches analytiques classiques pour aboutir à un modèle hybride plus robuste, adapté aux conditions expérimentales.

Dans une première partie, une méthodologie a été présentée pour optimiser l'angle de diffusion thermique dans la construction des réseaux de type Cauer. Contrairement aux approches traditionnelles reposant sur l'utilisation d'un angle fixe (souvent pris à 45°), la méthode proposée permet d'identifier un angle variable, directement extrait à partir des résultats de simulation. L'approche a montré une réduction significative de l'erreur de calcul, passant d'un écart sur les

températures de plusieurs dizaines de degrés Celsius avec l'angle fixe à une erreur quasi nulle. Cette étape constitue une amélioration de la représentativité des modèles compacts de type Cauer, notamment dans le cas de structures multicouches et couplées en 2D, avec une possible extension vers des modèles 3D.

Dans une deuxième partie, l'extraction d'un modèle RC détaillé de type Foster a été étudiée. Ce modèle a permis de représenter la température de jonction d'un composant de notre carte, tout en intégrant à la fois l'auto-échauffement et l'effet de couplage thermique des puces voisines. L'extraction a été réalisée à partir de simulations 3D sous Ansys Icepak, et les paramètres RC ont été identifiés par ajustement exponentiel des courbes d'impédance thermique. Le modèle obtenu s'est révélé capable de reproduire fidèlement la dynamique thermique observée dans la simulation, avec un ajustement (fit) supérieur à 98 % dans le cas de charge constante, confirmant la pertinence de l'approche.

Cependant, ce modèle reste fortement dépendant des conditions aux limites et en particulier du coefficient de transfert thermique convectif h_{conv}, qui varie selon l'environnement, la puissance dissipée et les conditions extérieures (convection naturelle, convection forcée, ajout d'un dissipateur, etc.). Pour pallier cette limitation, une approche RC hybride a été introduite. Le principe consiste à conserver inchangé le réseau thermique entre la jonction et la semelle ($Z_{th(j-b)}$), extrait des simulations et des données constructeur (correspondant à la diffusion dans les couches solides), et à remplacer le dernier segment reliant la semelle de la plaque à la température ambiante par une mesure expérimentale de la semelle ($T_{b-measured}$). Cette adaptation rend le modèle indépendant des variations de h_{conv} et garantit une reconstitution fiable de la température de jonction, même en présence de conditions de refroidissement changeantes. Les résultats ont montré une concordance d'environ 97% entre le RC hybride et la simulation, en utilisant la mesure de la semelle d'aluminium issue de la simulation dans le cas de variations de puissance ou de changements de type de refroidissement, aussi bien en régime stationnaire que transitoire. Dans un second temps, l'approche a été testée expérimentalement afin d'obtenir une estimation de la jonction, avec un ajustement de l'ordre de 87 % par rapport à la simulation, la différence étant principalement attribuée à l'écart entre la température de la semelle d'aluminium expérimentale et celle de la simulation, liée principalement à la mesure elle-même.

La dernière partie a porté sur l'influence du thermocouple utilisé pour mesurer la température de la semelle d'aluminium. À travers des simulations dédiées en convection naturelle et en immersion, il a été montré que le thermocouple introduit une erreur non négligeable, croissante avec

la température et aggravée par la présence de colle autour de la sonde. Afin de corriger cet effet, une formulation polynomiale a été intégrée au modèle hybride, permettant de compenser la dérive de mesure et d'améliorer la précision globale de la reconstitution de la température de jonction. Après correction, l'accord entre expérience et simulation est passé de 87 % à 97 %, démontrant l'importance de prendre en compte l'instrumentation dans la modélisation.

Cependant, certaines limites subsistent pour ce modèle RC hybride. L'estimation de la température de jonction nécessite un accès direct à la température de la semelle, ce qui n'est pas toujours possible dans des configurations réelles telles que l'utilisation de dissipateurs, des plaques froides ou de systèmes embarqués encapsulés. Cette contrainte impose le développement de nouvelles méthodes permettant d'estimer cette température lorsqu'elle devient inaccessible. De plus, l'étude a principalement porté sur la température de jonction, alors que dans un système d'électronique de puissance, d'autres températures critiques doivent également être surveillées, telles que celles des résistances de grille, des busbars ou encore des condensateurs de découplage. Ces perspectives soulignent la nécessité de concevoir des modèles thermiques fiables et polyvalents, capables d'estimer simultanément plusieurs points critiques pour assurer une gestion thermique robuste et adaptée aux systèmes modernes.

CHAPITRE III: MISE EN PLACE ET ANALYSE DE PREMIERES APPROCHES DE TYPE ARX SUR LA THERMIQUE D'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

III.1 Introduction

Comme évoqué dans les deux chapitres précédents, les modèles thermiques se sont avérés produire de bons résultats. Cependant, leur conception se heurte à des difficultés significatives pour estimer la température de jonction, notamment en raison de la dépendance à des simulations basées sur des propriétés physiques souvent difficiles à obtenir auprès des fabricants et à mesurer. De plus, ces modèles peinent à intégrer toutes les imperfections susceptibles de se présenter dans un contexte réel, telles que les défauts de soudure, les matériaux d'interface thermique (TIM) ou d'autres sources de chaleur qui peuvent altérer l'exactitude des estimations thermiques. À cela s'ajoute une contrainte expérimentale majeure : certaines températures de référence, comme celle de la semelle du PCB, ne sont pas directement accessibles dans de nombreuses configurations pratiques. C'est le cas, par exemple, lorsque le module est monté sur une plaque froide, un dissipateur, ou intégré dans un système embarqué encapsulé. Par ailleurs, dans le cadre d'une supervision complète des systèmes de puissance, il devient également nécessaire d'estimer la température d'autres points critiques tels que les bus barres, les résistances de grille ou les condensateurs, pour lesquels l'application de modèles RC classiques s'avère souvent limitée. Ces difficultés mettent en évidence la nécessité de développer des approches alternatives capables d'exploiter les signaux mesurables afin d'inférer le comportement thermique global du système.

Les modèles, qu'ils soient désignés comme hypothèses, lois de la nature ou paradigmes, partagent l'objectif commun d'établir des relations cohérentes entre les observations. Dans ce cadre, l'identification de système vise à construire des modèles mathématiques de systèmes dynamiques à partir des signaux d'entrée et de sortie observés [78].

C'est précisément dans cette logique que s'inscrivent les modèles ARX (AutoRegressive with eXogenous inputs). Ils combinent une partie autorégressive, qui traduit la dépendance du système à son propre passé (c'est-à-dire aux valeurs précédentes de la sortie), et une partie exogène, qui intègre l'influence de variables d'entrée mesurées sur la dynamique globale du système. Cette structure confère aux modèles ARX une capacité d'adaptation particulièrement intéressante pour décrire les phénomènes thermiques, souvent complexes et multivariés. En s'appuyant directement sur des

données expérimentales, ces modèles permettent de capturer les interactions réelles entre les différents composants et de refléter plus fidèlement les effets des conditions de fonctionnement. Cette approche se révèle donc particulièrement pertinente pour la modélisation thermique des dispositifs de puissance, où la précision, la rapidité d'identification (car les modèles ARX intègrent généralement moins de paramètres que les modèles physiques précédemment présentés) et la prise en compte des interactions environnementales sont essentielles [79].

III.2 Types de modèles

L'identification des systèmes dynamiques est une discipline qui se situe au cœur de l'ingénierie et de la science des systèmes. Elle vise à élaborer des modèles mathématiques capables de refléter fidèlement le comportement de ces systèmes en se basant sur des données d'entrée et de sortie observées. Cette pratique est essentielle pour lier de manière cohérente les connaissances théoriques préexistantes sur un processus aux informations empiriques dont on peut extraire des données réelles [78], [80].

La base sur laquelle repose la construction de ces modèles varie grandement selon la quantité et la qualité des connaissances préalables disponibles sur le processus en question. Ces connaissances, combinées aux données issues des observations, nous amènent à envisager différents types de modèles [80].

III.2.1 Les modèles de type boîte blanche

Ils représentent « l'idéal », où la structure et les paramètres du modèle sont entièrement déduits d'une compréhension physique profonde du processus. Ces modèles sont établis quand une connaissance complète du système est accessible [80].

III.2.2 Les modèles de type boîte noire

Ils sont développés en l'absence de connaissances physiques spécifiques au processus. Ces modèles exploitent des structures génériques, choisies pour leur flexibilité et leur capacité éprouvée à modéliser avec succès une grande variété de systèmes [81].

Cette classification des approches de modélisation offre un large éventail de possibilités pour aborder la modélisation des systèmes dynamiques, permettant ainsi d'aligner étroitement la méthode de modélisation avec les objectifs spécifiques du projet et les informations disponibles.

III.2.3 Les modèles de type boîte grise

Se situant entre les deux extrêmes, ils s'appuient sur les connaissances issues de la physique pour orienter la structure et les paramètres initiaux du modèle, tout en conservant une phase d'ajustement basée sur les données expérimentales. Deux approches se distinguent dans cette catégorie [79] : la modélisation physique où la structure du modèle est définie sur la base de principes physiques, avec des paramètres spécifiques à estimer à partir des données [80] et la modélisation semi-physique qui utilise la compréhension physique pour proposer des transformations non linéaires des données mesurées, avant de les traiter au moyen de structures de modèles de type boîte noire [80].

III.3 Classement des systèmes

L'élaboration de modèles joue un rôle essentiel dans la compréhension et la prédiction des réactions des systèmes face à des stimuli déterminés. Cette démarche de modélisation vise à capturer fidèlement les dynamiques d'un système spécifique, permettant ainsi une anticipation précise de son comportement dans diverses situations [82].

Ces systèmes analysés peuvent être regroupés en différentes classifications, selon leurs caractéristiques et les réponses qu'ils manifestent face à des interventions extérieures [83].

III.3.1 Système

En termes généraux, un système (Figure III-1) peut être défini comme un ensemble où différentes variables interagissent et génèrent des signaux mesurables. Ces signaux, qui captent notre attention, sont communément désignés comme des sorties y_p, influencées par des interventions spécifiques. Le système est également sujet à l'influence d'éléments extérieurs. Les signaux externes que l'observateur peut ajuster sont identifiés comme des entrées u_m, utilisées pour moduler les réponses du système. D'autres éléments, qualifiés de perturbations p_l, se divisent entre ceux qui sont directement mesurables et ceux dont l'impact n'est perçu qu'à travers leur effet sur les sorties, représentant des facteurs physiques imprévisibles qui peuvent interférer avec le fonctionnement du système.

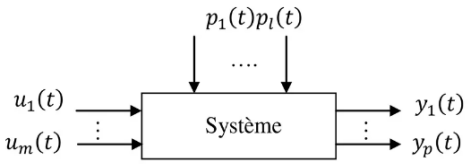


Figure III-1 Schéma d'un système

III.3.2 Système monovariables/multivariables

Trois configurations de systèmes peuvent être retrouvées dans la littérature (Figure III-2) : les configurations monovariable SISO (Single Input, Single Output), les configurations à entrées multiples et sortie unique MISO (Multiple Inputs, Single Output), et les configurations à entrées et sorties multiples MIMO (Multiple Inputs, Multiple Outputs).

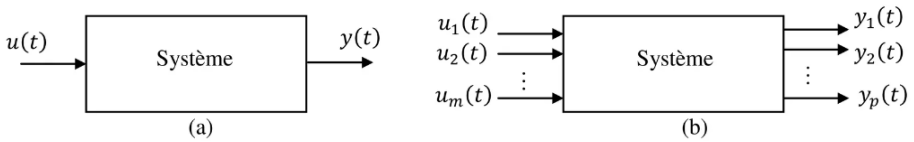


Figure III-2 Système monovariable (a), système multivariable (b)

III.3.3 Système linéaire et non linéaire

Un système linéaire est caractérisé par ses réponses prévisibles et proportionnelles, formalisées par des équations différentielles à coefficients constants. Ces systèmes obéissent à deux principes déterminants :

1- **Proportionnalité :** Une sortie $y(t)$ est directement proportionnelle à son entrée $u(t)$. En amplifiant l'entrée par un scalaire α, la sortie est également amplifiée de manière équivalente, résultant en $\alpha y(t)$ (Figure III-3).

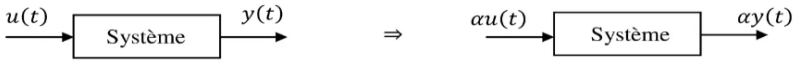


Figure III-3 Proportionnalité

2- **Superposition linéaire par rapport aux entrées (LE) :** La réponse d'un système à la somme de deux entrées distinctes $u_1(t)+u_2(t)$ est égale à la somme des réponses à chaque entrée prise individuellement, c'est-à-dire $y_1(t) + y_2(t)$ (Figure III-4).

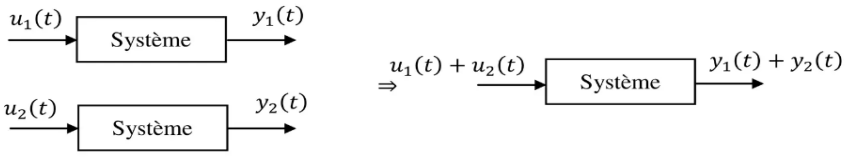


Figure III-4 Superposition

À l'inverse, la non-linéarité survient lorsqu'un système ne suit pas ces principes. Dans les systèmes non linéaires, l'augmentation de l'entrée peut entraîner des changements disproportionnés de la sortie, et la superposition des réponses à des entrées multiples n'est pas garantie. Les phénomènes tels que la saturation, l'hystérésis en sont des causes possibles.

III.3.4 Système invariant

Pour les systèmes où le signal de sortie est indépendant du temps, la sortie ne varie pas en fonction des changements temporels. Autrement dit, si l'on décale l'entrée dans le temps, ce décalage se reflétera identiquement sur la sortie (Figure III-5).

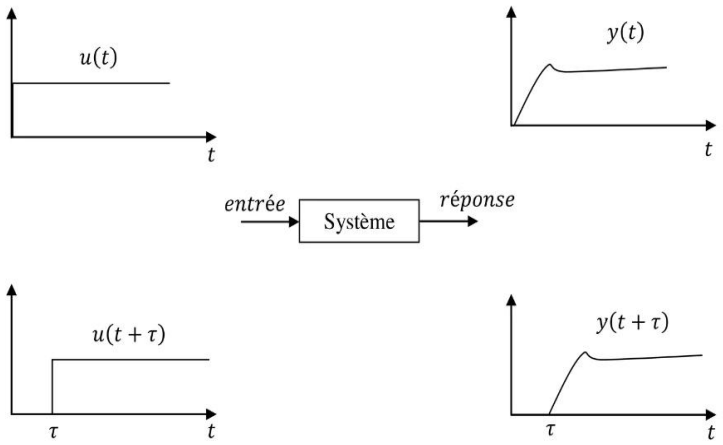


Figure III-5 Comportement d'un système invariant

III.3.5 Système continu / échantillonné

Un système est qualifié de continu lorsque ses variables caractéristiques fluctuent de manière ininterrompue au fil du temps, pouvant être décrites par des fonctions continues telles que $f(t)$, où t représente une variable temporelle continue. Ces systèmes sont en contraste avec les systèmes discrets, qui fonctionnent sur des intervalles de temps distincts et séparés.

III.3.6 Système causal

La causalité établit le principe fondamental selon lequel un effet ne peut survenir avant sa cause. Dans le contexte des systèmes, le signal d'entrée constitue la cause tandis que la réponse du système en est l'effet. Un système est donc considéré comme causal lorsque sa réponse à un moment donné est déterminée uniquement par les valeurs actuelles et antérieures de son signal d'entrée, c'est-à-dire que la sortie *y* à l'instant *t* est influencée exclusivement par les entrées.

III.4 Présentation des Modèles ARX

III.4.1 Le modèle ARX et les systèmes linéaires et invariants en temps (LTI)

III.4.1.1 Les systèmes linéaires et invariants en temps (LTI)

Dans le contexte d'un système LTI nous envisageons un système caractérisé par un signal d'entrée unique $u(t)$ et un signal de sortie unique $y(t)$. Ce système est reconnu comme invariable dans le temps lorsque la réponse qu'il produit face à un signal d'entrée spécifique est indépendante du moment de l'observation. Il est défini comme linéaire lorsque la sortie générée par une combinaison linéaire d'entrées diverses correspond à la combinaison linéaire des réponses individuelles à ces mêmes entrées [83], [84].

La relation la plus élémentaire qui puisse exister entre une entrée et une sortie dans un système LTI SISO est souvent exprimée par une équation différentielle linéaire (III-1). Dans notre travail, on opte en outre pour une représentation temporelle discrète, qui se justifie largement du fait que l'échantillonnage est le mode habituel de collecte des données expérimentales. Cela rend la mise en relation des données recueillies avec les modèles à temps discret plus directe et intuitive. Dans l'équation (III-2), l'intervalle entre les échantillons est considéré comme équivalent à une unité de temps. On peut appréhender de façon pratique l'équation (III-2) comme un algorithme permettant de calculer la prochaine valeur de sortie $y(t)$, en fonction des paramètres Ω (vecteur (III-3)) et à partir des données observées antérieurement $\Phi(t)$ (vecteur (III-4)), menant à la relation (III-5) [78], [85].

$$F_0 y + F_1 \frac{dy}{dt} + \cdots + F_n \frac{d^n y}{dt^n} = B_0 u + B_1 \frac{du}{dt} + \cdots + B_m \frac{d^m u}{dt^m} \qquad \textbf{III-1}$$

$$y(t) + a_1 y(t-1) + \cdots + a_n y(t-n) = b_1 u(t-1) + \cdots + b_m u(t-m) \quad \text{III-2}$$

$$\Omega = [a_1 \quad \ldots \quad a_m \quad b_1 \quad \ldots \quad b_1]^{\mathrm{T}} \quad \text{III-3}$$

$$\Phi(t) = [-y(t-1) \quad \ldots \quad -y(t-n) \quad u(t-1) \quad \ldots \quad u(t-m)] \quad \text{III-4}$$

$$y(t) = \Phi(t).\Omega \quad \text{III-5}$$

III.4.1.2 Méthode des moindres carrés (LMS)

Afin d'identifier les paramètres du modèle à partir des données, il est nécessaire de définir une procédure d'estimation permettant d'ajuster le modèle aux mesures disponibles. Dans ce cadre, la méthode des moindres carrés constitue une approche classique et largement utilisée en identification de systèmes pour déterminer les paramètres à partir des données d'entrée et de sortie.

Considérons un système pour lequel les valeurs des paramètres contenus dans Ω sont inconnues. Nous disposons néanmoins d'un ensemble de données comprenant les entrées et les sorties enregistrées à des temps donnés allant de 1 à *N* :

$$Z^N = \{u(1), y(1), \ldots, u(N), y(N)\} \quad \text{III-6}$$

Une stratégie rationnelle consisterait alors à déterminer Ω de manière à ce que les valeurs de sortie calculées, $y(t)$, correspondent au mieux aux sorties observées. Pour ce faire, on peut recourir à la méthode des moindres carrés [86], comme le suggère l'application de l'équation (III-5), pour minimiser l'erreur caractérisée par la différence entre la sortie mesurée et la sortie estimée par le modèle :

$$e = y(t) - \Phi(t).\Omega \quad \text{III-7}$$

La fonction de coût $J(\Omega)$, qui est la somme des carrés des erreurs, est définie comme :

$$J(\Omega) = e^T e = (\, y(t) - \Phi(t)\Omega)^T (\, y(t) - \Phi(t)\Omega) \quad \textbf{III-8}$$

En développant, on obtient :

$$J(\Omega) = \; y(t)^T \, y(t) - \Omega^T \Phi(t)^T \, y(t) - \; y(t)^T \Phi(t)\Omega + \Omega^T \Phi(t)^T \Phi(t)\Omega \quad \textbf{III-9}$$

Comme $y(t)^T \Phi(t)\Omega$ est un scalaire, il en découle que :

$$J(\Omega) = \; y(t)^T \, y(t) - 2\Omega^T \Phi(t)^T y(t) + \Omega^T \Phi(t)^T \Phi(t)\Omega \quad \textbf{III-10}$$

Pour déterminer les paramètres qui minimisent $J(\Omega)$, on annule son gradient par rapport à Ω :

$$\frac{\partial J}{\partial \Omega} = -2\Phi(t)^T \, y(t) + 2\Phi(t)^T \Phi(t)\Omega = 0 \quad \textbf{III-11}$$

La solution de l'équation précédente donne :

$$\Omega = \left(\Phi(t)^T \Phi(t)\right)^{-1} \Phi(t)^T \, y(t) \quad \textbf{III-12}$$

III.4.1.3 Les réponses impulsionnelles

Dans son introduction aux systèmes linéaires et invariants dans le temps (LTI), Ljung [78] souligne qu'un tel système peut être entièrement caractérisé par sa réponse impulsionnelle, notée ici h. En considérant un état initial nul, la connaissance de cette fonction h et de l'excitation u appliquée au système permet de déterminer la sortie y à l'aide de l'intégrale de convolution, donnée par :

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t - \xi) \; u(\xi) \, d\xi \quad \textbf{III-13}$$

Dans les conditions pratiques les plus courantes, on suppose que :

$$u(\xi) = 0 \text{ pour } \xi < 0 \quad \text{et} \quad h(t-\xi) = 0 \text{ pour } t < \xi \tag{III-14}$$

L'expression précédente se simplifie alors en :

$$y(t) = \int_0^t h(t-\xi)\ u(\xi)\, d\xi = (h * u)(t) \tag{III-15}$$

où le symbole « * » désigne le produit de convolution.

Par exemple, pour modéliser la variation locale de température $\bar{T}$ (la sortie y) induite par un flux de chaleur φ (l'entrée u) à l'intérieur d'un système Σ, le théorème de convolution de Duhamel présenté par Özişik [87] fournit l'expression suivante :

$$\bar{T}(t) = T(t) - T(0) = \int_0^t h(t')\ \varphi(t-t')\, dt' = (h * \varphi)(t) \tag{III-16}$$

où h représente la réponse impulsionnelle du système Σ. Selon Maillet et Remy [88] ainsi que Battaglia [89], si l'excitation φ correspond à une impulsion unitaire, alors la réponse en température $\bar{T}$ est directement égale à h. Cette modélisation repose cependant sur plusieurs hypothèses fortes, décrites par Maillet et Rémy [88] : le système doit être linéaire et invariant dans le temps (LTI) et présenter une sortie stationnaire pour $t \leq 0$.

Dans la pratique, les mesures de température et de puissance ne sont pas acquises de manière continue, mais enregistrées à des instants discrets notés $k\Delta t$, où Δt représente le pas d'échantillonnage. Dans ce cas, l'intégrale de convolution est remplacée par une somme discrète. L'expression de la sortie (III-15) devient alors :

$$y[k] \approx \Delta t \sum_{i=1}^{k} h_i\ u[k-i+1] \tag{III-17}$$

Dans cette relation, $h_i = h[i]$ correspond à la valeur discrète de la réponse impulsionnelle au pas i, tandis que $u[k-i+1]$ désigne la valeur de l'entrée appliquée dans le passé. Le produit $h_i.u[k-i+1]$ traduit la contribution de l'entrée appliquée à l'instant $(k-i+1)$ à la réponse actuelle du système $y[k]$.

Exemple :

On considère un nœud thermique de capacité C (en J/K) relié à l'ambiance par une résistance thermique R (en K/W). Autour d'un point d'équilibre, le bilan énergétique s'écrit :

$$C\,\dot{T}(t) + \frac{1}{R}T(t) = P(t) \qquad \textbf{III-18}$$

où $P(t)$ représente la puissance injectée (en Watts) et $T(t)$ la température relative, c'est-à-dire l'écart de température par rapport à l'ambiance.

En appliquant la transformée de Laplace, on obtient la fonction de transfert reliant $P(t)$ et $T(t)$:

$$G(s) = \frac{T(s)}{P(s)} = \frac{1}{Cs + \frac{1}{R}} = \frac{R}{1 + RCs} = \frac{R}{1 + \tau s} \qquad \textbf{III-19}$$

avec $\tau = RC$, constante de temps thermique du système.

La réponse impulsionnelle correspond à la transformée de Laplace inverse de $G(s)$:

$$h(t) = \mathcal{L}^{-1}\{G(s)\} = \frac{R}{\tau}e^{-t/\tau} = \frac{1}{C}e^{-t/\tau}, \quad t \geq 0 \qquad \textbf{III-20}$$

Au temps $t = 0^+$, on a $h(0^+) = 1/C$. La décroissance exponentielle traduit la dissipation progressive de la chaleur à travers la résistance R.

En pratique, on échantillonne les signaux avec un pas de temps Δt constant. On définit alors $y[k] = y(k\Delta t)$, $u[k] = u(k\Delta t)$ et $h_i = h(i\Delta t)$, où y représente la température Tet u la puissance injectée P. Sur une fenêtre de longueur m, la relation (III-17) peut se réécrire sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} y[1] \\ y[2] \\ y[3] \\ \vdots \\ y[m] \end{pmatrix} \approx \Delta t \begin{pmatrix} h_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_2 & h_1 & 0 & \cdots & 0 \\ h_3 & h_2 & h_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_m & h_{m-1} & h_{m-2} & \cdots & h_1 \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} u[1] \\ u[2] \\ u[3] \\ \vdots \\ u[m] \end{pmatrix} \qquad \textbf{III-21}$$

La matrice associée est dite de Toeplitz, car elle est constante le long de ses diagonales, et triangulaire inférieure, ce qui traduit la causalité du système (la sortie à l'instant k dépend uniquement des entrées passées ou présentes).

Pour le réseau RC d'ordre 1 présenté précédemment, les coefficients sont donnés par :

$$h_i = \frac{1}{C} e^{-i\Delta t/\tau} \qquad \textbf{III-22}$$

III.4.1.4 Introduction au modèle ARX

Le système peut être décrit de manière explicite à partir de sa réponse impulsionnelle h_i (III-17). Cependant, ce type de représentation présente une limite principale. Il nécessite la connaissance de l'ensemble des coefficients h_i, ce qui implique un grand nombre de paramètres à identifier. Dans le domaine des transformées en z (transformées de Laplace discrète), la convolution se traduit par un simple produit, exprimé sous la forme :

$$Y(z) = H(z)\, U(z) \qquad \textbf{III-23}$$

Plutôt que d'estimer une longue suite de coefficients $\{h_i\}_{i=1}^{L}$, ce qui reviendrait à manipuler un modèle à grand nombre de paramètres, il est possible d'approximer $H(z)$ par un rapport de polynômes de faible degré :

$$H(z) \approx \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{b_1 + b_2 z^{-1} + \cdots + b_m z^{-(m-1)}}{1 + a_1 z^{-1} + \cdots + a_n z^{-n}} \qquad \textbf{III-24}$$

En multipliant les deux côtés de l'équation par $A(z)$, on obtient :

$$A(z)\, Y(z) = B(z)\, U(z) \qquad \textbf{III-25}$$

En revenant dans le domaine temporel, on retrouve la forme récurrente suivante :

$$y[k] + a_1 y[k-1] + \cdots + a_n y[k-n] = b_1 u[k-1] + \cdots + b_m u[k-m] + e[k] \qquad \textbf{III-26}$$

Cette expression correspond à la forme ARX (AutoRegressive with eXogenous inputs). Dans ce modèle :

- La partie **AR** (auto-régressive) traduit la dépendance de la sortie actuelle vis-à-vis de ses valeurs passées (coefficients a_i).
- La partie **X** (exogène) relie la sortie aux valeurs passées de l'entrée (coefficients b_j).
- $e[k]$ désigne le terme d'erreur, représentant les composantes négligées par le modèle.

Tout comme les modèles convolutifs, les modèles ARX reposent théoriquement sur l'hypothèse d'un système linéaire et invariant dans le temps (LTI) ainsi que sur la constance des conditions opératoires entre la phase d'identification et la phase d'application. En réalité, le modèle ARX mono-entrée/mono-sortie (SISO) peut être considéré comme une écriture compacte d'un modèle convolutif " déguisé " [90].

Cependant, dans la pratique, les modèles ARX présentent un avantage notable : ils tolèrent de légères variations temporelles du système, voire certains phénomènes faiblement non linéaires [90]. Cette robustesse leur confère une capacité d'extrapolation intéressante, comme l'ont montré les travaux de Jauregui et al. [91]. De plus, leur structure compacte, fondée sur un nombre de paramètres réduit, facilite leur mise en œuvre expérimentale et leur intégration en temps réel, tout en conservant une excellente capacité à représenter fidèlement le comportement thermique réel.

Les structures de modèles où le vecteur de paramètres intervient de manière linéaire, comme illustré dans l'équation (III-5), sont ainsi couramment reconnues dans le champ statistique comme des modèles de régression linéaire. Le vecteur $\Phi(t)$, dans cette configuration, est connu sous le nom de vecteur de régression, ses composantes individuelles étant les termes de régression. L'utilisation du terme « régression » ici suggère l'acte de déduire ou de modéliser la variable $y(t)$ en se référant rétroactivement aux éléments de $\Phi(t)$. Ainsi, dans les modèles basés sur l'équation (III-2), où le vecteur de régression $\Phi(t)$ incorpore les valeurs passées de la variable cible $y(t)$, l'aspect d'auto-régression est incorporé. C'est pour cette caractéristique que la structure globale de modèle (III-1) est typiquement désignée par l'appellation modèle ARX (Auto-Régression avec des variables supplémentaires ou eXogènes) [78], [80].

Les systèmes étudiés dans ce travail de thèse présentent un comportement continu, du fait de leur nature physique. Bien que les données soient acquises et traitées de manière discrète, on suppose

que les propriétés du système demeurent inchangées au moins sur un cycle complet d'observation. Ces systèmes, intrinsèquement multivariables, ne sont pas parfaitement linéaires (par exemple une variation de la conductivité thermique ou l'effet du couplage thermique), toutefois, ils peuvent être approximés comme linéaires dans certaines conditions de fonctionnement spécifiques, qui doivent être clairement identifiées et définies. Ces conditions de fonctionnement seront identifiées, dans notre cas spécifique, dans la suite de ce chapitre ainsi que dans le chapitre IV.

III.4.2 L'approche ARX SISO/MISO

III.4.2.1 SISO ARX

Ljung [78] décrit que, dans le cadre théorique le plus général des modèles polynomiaux, cinq polynômes A, B, C, D et F sont identifiés. Dans le cas simplificateur d'un modèle SISO (single input, single output), on a en effet :

$$A(z^{-1})y[k] = \frac{B(z^{-1})}{F(z^{-1})}z^{-n_r}u[k] + \frac{C(z^{-1})}{D(z^{-1})}e[k] \qquad \textbf{III-27}$$

Dans ce modèle, y, u et e représentent respectivement la sortie du système, son entrée, et une perturbation extérieure souvent supposée être un bruit blanc pour simplifier. Pour modifier le signal de perturbation, on peut ajuster les polynômes C et D. Habituellement, il existe un retard, ou effet de latence, entre l'entrée et la sortie du système, que l'on peut représenter par un décalage n_r dans le modèle pour refléter cette dynamique temporelle.

Avec cinq polynômes disponibles, on pourrait théoriquement concevoir 32 structures différentes en choisissant d'inclure ou non chaque polynôme (considérant qu'un polynôme non utilisé est égal à 1). Cependant, les recherches dans ce domaine ont révélé un nombre restreint de structures classiques (moins d'une dizaine) qui sont recensées et organisées en deux sous-catégories principales : celles basées sur l'erreur d'équation et celles basées sur l'erreur de sortie (Tableau III 1).

Tableau III-1 Structures classiques de modèles paramétriques polynomiaux.

Type de modèle	Polynômes	Nom de la structure
Erreur d'équation	B	Réponse impulsionnelle
	AB	ARX
	ABC	ARMAX
	AC	ARMA
	ABD	ARARX
	ABCD	ARARMAX
Erreur de sortie	BF	OE
	BFCD	BJ (Box-Jenkins)

Dans le cas des ARX, u et e ont en commun le polynôme A au dénominateur (Figure III-6), ainsi la perturbation fait partie de la dynamique identifiée. La forme discrétisée développée de l'équation (III-27) donne :

$$y[k] = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i y[k-i] + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u[k-i-n_k+1] + e[k] \qquad \textbf{III-28}$$

La variable $y[k]$ représente la valeur de la variable y à l'instant $k\Delta t$, où Δt est un pas de temps constant. Les termes n_a, n_b, et n_k sont des entiers qui définissent respectivement l'ordre autorégressif, l'ordre exogène, et le délai d'entrée-sortie dans un modèle de système dynamique. Les paramètres a_i et b_i sont les coefficients autorégressifs et exogènes du modèle à identifier.

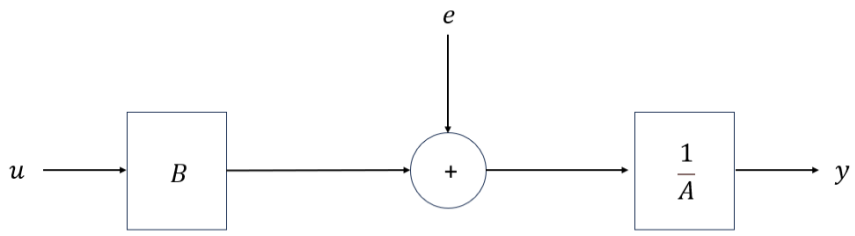


Figure III-6 Structure ARX

À titre d'exemple, considérons un modèle ARX d'ordre $n_a = 2$ et $n_b = 3$, sans retard d'entrée ($n_k = 0$). L'équation du modèle s'écrit alors sous la forme :

$$y[k] = -a_1 y[k-1] - a_2 y[k-2] + b_1 u[k] + b_2 u[k-1] + b_3 u[k-2] \quad \textbf{III-29}$$

En supposant, comme pour les modèles convolutifs, que $y[k \leq 0] = 0$ et $u[k \leq 0] = 0$, on obtient pour les premiers instants pour $k = 1,2,3$:

$$y[1] = b_1 u[1] \quad \textbf{III-30}$$

$$y[2] = -a_1 y[1] + b_1 u[2] + b_2 u[1]$$

$$y[3] = -a_1 y[2] - a_2 y[1] + b_1 u[3] + b_2 u[2] + b_3 u[1]$$

En ajustant les ordres $n_a$et n_b, il est possible d'équilibrer la complexité du modèle et sa capacité à représenter les phénomènes thermiques observés.

Pour justifier le choix des modèles ARX par rapport aux autres structures du Tableau III-1, on peut s'appuyer sur leurs propriétés uniques de correspondance avec la réponse impulsionnelle, qui reflète étroitement la physique du système étudié. Selon Loussouarn et al. [92], les modèles ARX sont particulièrement pertinents car ils peuvent être convertis en modèles convolutifs purs, capturant ainsi la réponse impulsionnelle du système. Cette capacité à modéliser directement la dynamique physique sous-jacente offre une représentation précise et permet une interprétation claire des phénomènes [93], ce qui peut être crucial dans notre cas pour la compréhension et l'optimisation des performances des systèmes d'électronique de puissance à base de composants WBG.

Lorsque $n_a = 0$ et $n_k = 0$, le modèle ARX devient équivalent à une forme convolutive tronquée (III-17), où chaque coefficient exogène b_i correspond directement à l'impulsion discrète du système, selon la relation :

$$b_i = \Delta t . h_i \quad \textbf{III-31}$$

De plus, il est possible de réécrire l'équation (III-28) sous une forme strictement convolutive (équivalente à l'équation (III-17)), en exprimant explicitement les coefficients impulsionnels h_i pour un modèle d'ordre $n_a = 1$ et sans délai ($n_k = 0$) [90] :

$$h_i = \frac{1}{\Delta t} \sum_{l=1}^{\min(i, n_b)} (-a_1)^{i-l} \, b_l \quad \textbf{III-32}$$

III.4.2.2 MISO ARX

Dans certaines situations, une seule entrée ne suffit pas à décrire correctement la dynamique d'un système. C'est particulièrement vrai dans les applications thermiques, où plusieurs grandeurs influencent simultanément la température.

Pour mieux capturer ces influences multiples, on utilise un modèle ARX à plusieurs entrées : multiple-input, single-output (MISO) ARX (III-33). Ce modèle généralise le cas SISO en permettant à la sortie $y[k]$ d'être renseignée par plusieurs signaux d'entrée u_r, chacun ayant sa propre dynamique et son propre délai.

$$y[k] = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i y[k-i] + \sum_{r=1}^{n_u} \sum_{i=1}^{n_{b,r}} b_{i,r} u_r\left[k - n_{k,r} - i + 1\right] \quad \textbf{III-33}$$

où :

- $n_a \in \mathbb{N}^*$: ordre autorégressif
- $n_u \in \mathbb{N}^*$: nombre d'entrées
- $n_{b,r} \in \mathbb{N}^*$: ordre exogène de l'entrée r

- $n_{k,r} \in \mathbb{N}$: délai entrée-sortie de l'entrée r
- a_i: paramètres autorégressifs
- $b_{i,r}$: paramètres exogènes associés à l'entrée r

Considérons un modèle avec : $n_a = 2$, et deux entrées $u_1$et u_2, avec $n_{b,1} = 2, n_{b,2} = 1$ et délais nuls $n_{k,1} = n_{k,2} = 0$. Le modèle s'écrit :

$$y[k] = -a_1 y[k-1] - a_2 y[k-2] + b_{1,1}u_1[k] + b_{1,2}u_1[k-1] + b_{2,1}u_2[k] \quad \textbf{III-34}$$

En supposant $y[k \leq 0] = 0$ et $u_r[k \leq 0] = 0$, on obtient pour $k = 1,2,3$:

$$y[1] = b_{1,1}u_1[1] + b_{2,1}u_2[1] \quad \textbf{III-35}$$

$$y[2] = -a_1 y[1] + b_{1,1}u_1[2] + b_{1,2}u_1[1] + b_{2,1}u_2[2]$$

$$y[3] = -a_1 y[2] - a_2 y[1] + b_{1,1}u_1[3] + b_{1,2}u_1[2] + b_{2,1}u_2[3]$$

III.4.3 Algorithme d'implémentation du modèle ARX

III.4.3.1 Modes d'application d'un modèle ARX

Grâce à sa structure autorégressive, un modèle ARX peut être utilisé selon deux modes distincts [90] : le mode prédictif et le mode simulation, qui diffèrent par la nature des signaux exploités et l'objectif visé.

Mode prédictif : Dans ce mode, le prédicteur à un pas de temps estime la valeur courante de la sortie à partir du modèle identifié et des données mesurées issues du système réel (entrée et sortie). Ce mode d'utilisation repose donc sur la sortie mesurée $y_m[k-i]$ et les entrées mesurées $u_{r,m}[k-i]$.

Ce mode, recommandé par Battaglia [89] et Ribeiro et Aguirre [94], est optimal pour le suivi en ligne du système, car il minimise les erreurs de prédiction à chaque pas en exploitant des mesures réelles plutôt que des valeurs simulées. Dans le cas d'un système SISO, cette relation se simplifie en :

$$y_p[k] = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i y_m[k-i] + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u_m[k-i-n_k+1] \quad \textbf{III-36}$$

Mode simulation : La seconde approche, dite mode de simulation, consiste à n'utiliser que les entrées expérimentales et les sorties précédemment calculées par le modèle lui-même. Autrement dit, la sortie prédite à l'instant k, notée $y_s[k]$, dépend uniquement des valeurs simulées précédentes $y_s[k-i]$ et des entrées mesurées $u_{r,m}[k-i]$. Cette approche est plus exigeante, car toute erreur de calcul à un instant donné est propagée, voire amplifiée, aux instants suivants. En revanche, c'est ce mode qui confère au modèle ARX tout son intérêt pratique : il permet de fonctionner comme un capteur virtuel, capable de prédire une grandeur thermique non mesurée (comme une température interne ou de jonction) à partir de signaux accessibles.

L'équation correspondante pour un modèle SISO s'écrit :

$$y_s[k] = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i y_s[k-i] + \sum_{i=1}^{n_b} b_i u_m[k-i-n_k+1] \quad \textbf{III-37}$$

Ainsi, un modèle ARX précis en mode simulation peut être intégré directement dans une chaîne d'acquisition pour fournir une estimation en temps réel des températures critiques, sans nécessiter de mesure intrusive. Ce caractère léger (peu de paramètres) et récursif fait du modèle ARX un outil idéal pour la supervision thermique embarquée.

L'objectif du travail présenté est donc de construire un modèle ARX par la méthode des moindres carrés linéaires puis de l'utiliser a posteriori en mode simulation. C'est d'ailleurs la démarche adoptée dans cette étude dans les parties suivantes pour valider les modèles ARX : l'identification est réalisée en mode prédictif (à partir des données mesurées), tandis que la performance finale est évaluée en mode simulation, afin d'estimer la capacité du modèle à reproduire le comportement thermique réel du système sans accès aux mesures.

III.4.3.2 Identification du modèle ARX

La mise en place d'un modèle ARX repose sur plusieurs étapes clés. Il s'agit tout d'abord de sélectionner les entrées u_r pertinentes pour prédire la sortie y. Ce choix dépend fortement de la physique du système. Par exemple, dans un contexte thermique, il peut s'agir

de la puissance dissipée, de températures locales mesurées par plusieurs thermocouples, ou d'autres grandeurs accessibles et représentatives de l'état du dispositif.

La seconde étape consiste à déterminer la structure optimale du modèle, c'est-à-dire les ordres n_a, $n_{b,r}$ et les éventuels retards $n_{k,r}$ associés à chaque entrée. Ce choix a un impact direct sur la capacité du modèle à représenter correctement la dynamique du système tout en évitant un sur-paramétrage.

Une fois la structure définie, le modèle est identifié à partir des données mesurées : les entrées $u_{r,m}$ et la sortie y_m. Enfin, le modèle obtenu doit être validé à l'aide d'un autre ensemble de données $(u_{r,v}, y_v)$ afin de vérifier sa capacité de généralisation. Dans ce qui suit, nous détaillons précisément les étapes d'identification puis de validation.

Comme présenté dans la section 4.1.1, le modèle ARX SISO peut se réécrire sous la forme matricielle compacte :

$$y = S\,\beta \qquad \textbf{III-38}$$

où le vecteur des paramètres d'une taille de $(n_a + n_b) \times 1$, est défini par :

$$\beta = [\, a_1 \;\; a_2 \;\; \cdots \;\; a_{n_a} \;\; b_1 \;\; b_2 \;\; \cdots \;\; b_{n_b} \,]^t \qquad \textbf{III-39}$$

et la matrice de sensibilité S , de taille $m \times (n_a + n_b)$, se construit par concaténation :

$$S = \left[-\mathcal{T}_y \;\; \mathcal{T}_u \right] \qquad \textbf{III-40}$$

Les matrices $\mathcal{T}_y$ et $\mathcal{T}_u$ sont des matrices de Toeplitz triangulaires inférieures, construites respectivement à partir des vecteurs y et u. Par exemple, la matrice $\mathcal{T}_y$ $(m \times n_a)$ est définie par :

$$\mathcal{T}_y = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ y[1] & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ y[2] & y[1] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y[m-1] & y[m-2] & y[m-3] & \cdots & y[m-n_a] \end{pmatrix} \qquad \textbf{III-41}$$

et la matrice $\mathcal{T}_u$ $(m \times n_b)$ par :

$$\mathcal{T}_u = \begin{pmatrix} u[1-n_k] & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ u[2-n_k] & u[1-n_k] & 0 & \cdots & 0 \\ u[3-n_k] & u[2-n_k] & u[1-n_k] & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ u[m-n_k] & u[m-1-n_k] & u[m-2-n_k] & \cdots & u[m-n_b+1-n_k] \end{pmatrix} \quad \textbf{III-42}$$

Dans le cas d'un modèle ARX à plusieurs entrées (MISO), l'équation matricielle générale reste identique mais le vecteur des paramètres et la matrice S s'enrichissent en empilant les contributions de chacune des entrées.

Pour deux entrées ($n_u = 2$), le vecteur des paramètres devient :

$$\beta = [\, a_1 \ \cdots \ a_{n_a} \qquad b_{1,2} \ \cdots \ b_{1,n_{b,1}} \qquad b_{2,1} \ \cdots \ b_{2,n_{b,2}}]^t \quad \textbf{III-43}$$

et la matrice de sensibilité s'écrit :

$$S = \left[-\mathcal{T}_y \ \ \mathcal{T}_{u_1} \mathcal{T}_{u_2} \right] \quad \textbf{III-44}$$

La première étape consiste à identifier le modèle ARX à partir d'un ensemble de données expérimentales dédié à l'identification. Pour cela, on utilise l'équation (III-38) et un jeu de mesures $(y_{m,ident}, u_{r,m,ident})$ afin de construire l'équation matricielle du modèle (III-45).

$$y_{m,ident} = S_{m,ident}\, \beta \quad \textbf{III-45}$$

En utilisant le mode prédictif, l'équation ARX devient une relation explicitement linéaire par rapport aux paramètres du modèle. Ainsi, l'estimation des coefficients peut être obtenue en appliquant la méthode des moindres carrés présentée dans la section 4.1.2 :

$$\beta = \left(S_{m,ident}^T S_{m,ident}\right)^{-1} S_{m,dent}^T y_{m,ident} \quad \textbf{III-46}$$

La seconde étape correspond à la phase de validation du modèle. Elle consiste à appliquer le modèle ARX sur un jeu de données indépendant $\{y_{m,val}, u_{r,m,val}\}$, différent de celui utilisé lors de l'identification. Dans notre cas où l'objectif final est de disposer d'un capteur virtuel, la vérification

est réalisée en mode simulation conformément à l'équation (III-37). La sortie simulée du modèle, notée $y_{s,val}$, est alors comparée à la mesure de référence $y_{m,\mathrm{val}}$ afin d'évaluer la robustesse du modèle. Un accord satisfaisant entre les deux signaux basés sur l'ajustement atteste de la validité du modèle et confirme que l'étape d'identification a été correctement menée. Cependant, dans l'algorithme développé dans cette thèse, une phase de calibration du modèle est ajoutée entre les étapes d'identification et de validation, afin de sélectionner le modèle le plus généralisable possible. Cette démarche sera présentée en détail dans la section dédiée au développement de l'algorithme.

Pour évaluer la performance d'un modèle ARX, y_{ARX}, appliqué à un ensemble de données $\{y_m, u_{r,m}\}$, plusieurs indicateurs quantitatifs peuvent être utilisés. La première information est apportée par les résidus, définis comme la différence entre la sortie mesurée et la sortie prédite par le modèle (III-47), dont l'analyse permet de repérer visuellement d'éventuelles anomalies telles que des discontinuités, des phénomènes non linéaires ou des erreurs de mesure :

$$r[k] = y_m[k] - y_{\mathrm{ARX}}[k] \qquad \textbf{III-47}$$

À partir de ces résidus, plusieurs critères classiques permettent de quantifier plus précisément la précision du modèle. Le premier est l'erreur quadratique moyenne (MSE) (III-48), qui vaut 0 pour une correspondance parfaite.

$$\mathrm{MSE} = \frac{1}{m}\sum_{k=1}^{m} r[k]^2 \qquad \textbf{III-48}$$

Un second indicateur couramment utilisé est le coefficient de détermination (III-49), dont la valeur idéale est $R^2 = 1$.

$$R^2 = 1 - \frac{\sum_{k=1}^{m} r[k]^2}{\sum_{k=1}^{m}(y_m[k] - \overline{y_m})^2} \qquad \textbf{III-49}$$

Enfin, la mesure de qualité d'ajustement (fit), définie par la relation (III-50), donne un pourcentage de corrélation entre le modèle et les données expérimentales. Ce dernier critère, est utilisé dans ce travail pour quantifier la qualité de prédiction.

$$\text{fit} = 100\left(1 - \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{m} r[k]^2}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{m}(y_m[k] - \overline{y_m})^2}}\right) \quad \textbf{III-50}$$

Dans certains cas, le problème d'inversion de la matrice $S^T S$ dans l'équation (III-46) peut devenir difficile à résoudre avec précision en raison de l'aggravation du conditionnement de S. Lorsque le bruit est présent et important, le problème devient plus instable. Concrètement, cela signifie que la matrice $S^T S$ devient difficile à inverser à cause des coefficients de faibles valeurs, ce qui a pour effet d'amplifier le bruit dans les données. Cette situation peut violer les critères de stabilité et fausser les résultats. Dans ce cas, une régularisation est employée dans pour résoudre le problème d'inversion et assurer que les solutions demeurent fiables malgré le bruit.

Dans notre cas, nous appliquons une décomposition en valeurs singulières (SVD) pour la régularisation de la matrice S [95]. Après la décomposition, S est ainsi exprimée comme le produit de trois matrices (III-51) : U, Σ et V^T, où U et V sont des matrices orthogonales contenant les vecteurs propres, et Σ est une matrice diagonale composée des valeurs singulières de S (III-52). Ces valeurs singulières représentent l'importance de chaque vecteur propre dans la constitution de la matrice S.

$$S = U\,\Sigma\,V^T \quad \textbf{III-51}$$

$$\Sigma = \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sigma_r & 0 \end{bmatrix} \quad \textbf{III-52}$$

où les r valeurs singulières de Σ répondent à la relation suivante : $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \cdots \geq \sigma_r > 0$.

Les valeurs singulières de la matrice S sont ainsi classées par ordre décroissant. Les plus fortes représentent les informations essentielles du signal. À l'inverse, les valeurs singulières plus faibles tendent à correspondre au bruit [95]. En ajustant ces dernières à zéro, on peut filtrer le bruit et affiner la matrice S en vue d'un traitement plus clair du signal. Cette technique est une étape cruciale pour améliorer la précision de nos analyses. La manière d'appliquer la SVD est détaillée dans la section 4.3.3.

Une alternative consiste à utiliser la décomposition QR pour stabiliser la résolution du problème [96]:

$$S = QR \quad \text{III-53}$$

où :

- Q est une matrice orthogonale (donc numériquement très stable) : $Q^T = Q^{-1}$
- R est une matrice triangulaire supérieure.

La solution de (III-45) se calcule alors par :

$$\beta = R^{-1}Q^T y_{m,ident} \quad \text{III-54}$$

III.4.3.3 Processus de développement proposé pour l'identification et la validation du modèle ARX

Après avoir présenté les principes d'identification et de validation, nous détaillons ici le développement complet de l'algorithme ARX proposé dans cette thèse (Figure III-7). Il est important de souligner que l'ensemble a été développé sur MATLAB avec un code intégralement personnel, exclusivement à partir des développements mathématiques présentés dans les sections précédentes, sans utiliser les fonctions d'identification intégrées de MATLAB (telles que `arx`). Cette approche garantit ainsi une maîtrise totale du modèle, de ses hypothèses et de sa structure interne.

Préparation des données d'identification et de validation :

Nous disposons d'un jeu de données expérimental d'identification $\{y_{m,ident}, u_{r,m,ident}\}$, ainsi que d'un ou plusieurs jeux de données distincts dédiés à la validation $\{y_{m,val}, u_{r,m,val}\}$ et la calibration $\{y_{m,cal}, u_{r,m,cal}\}$.

Conformément aux hypothèses posées dans le développement théorique (i.e. $y[k \leq 0] = 0$ et $u[k \leq 0] = 0$), les signaux mesurés sont prétraités en soustrayant leur première valeur. Ce recentrage supprime le décalage de mesure (offset measurement) et garantit des conditions initiales

compatibles avec le formalisme ARX. L'offset peut ensuite être réinjecté après l'identification si nécessaire.

Sélection des entrées et définition de l'espace des paramètres

Une fois la sortie y et les différentes entrées u_r sélectionnées, une étape déterminante consiste à fixer les ordres du modèle ARX. Ce choix est particulièrement crucial, car il conditionne directement la capacité du modèle à représenter correctement la dynamique thermique sans surajustement ni perte d'information. Les paramètres à déterminer sont :

- n_a: l'ordre autorégressif, qui contrôle la mémoire interne du modèle.
- $n_{b,r}$: l'ordre exogène associé à chaque entrée u_r.
- $n_{k,r}$: le délai entrée–sortie pour chaque entrée, essentiel lorsque la réponse thermique présente un retard perceptible.

Pour chacun de ces paramètres, nous définissons un intervalle de recherche :

$$n_a \in [1, N_a], n_{b,r} \in [1, N_{b,r}], n_{k,r} \in [0, N_{k,r}]$$

Afin de permettre une exploration systématique et automatisée des structures possibles du modèle. Chaque triplet $(n_a, n_{b,r}, n_{k,r})$ constitue ainsi un candidat de modèle ARX, qui sera évalué, comparé et sélectionné selon les critères décrits dans les sections suivantes.

Identification en mode prédictif

Pour chaque combinaison de paramètres explorée, nous construisons la matrice de sensibilité S et identifions les coefficients du modèle β en mode prédictif, conformément aux équations introduites précédemment.

La résolution du problème de moindres carrés est effectuée à l'aide d'une régularisation basée sur la SVD, appliquée directement à la matrice $S_{m,ident}^T S_{m,ident}$, assurant ainsi une stabilité numérique optimale.

Si l'on note N_{mod} le nombre total de modèles testés on obtient :

$$N_{\text{mod}} = N_a \times \prod_{r=1}^{n_u} N_{b,r} \times \prod_{r=1}^{n_u} (N_{k,r} + 1) \quad \text{III-55}$$

L'exploration génère un ensemble de modèles candidats $\{\beta^{(1)}, \beta^{(2)}, \ldots, \beta^{(N_{\text{mod}})}\}$, où chaque $\beta^{(i)}$correspond à une structure ARX différente, définie par un triplet $(n_a, n_{b,r}, n_{k,r})$. Chacun de ces modèles constitue ensuite un candidat potentiel, dont la pertinence sera évaluée lors de l'étape de sélection.

Le principe retenu dans ce travail repose sur une stratégie de seuillage des valeurs singulières pour la SVD. Le fonctionnement est résumé comme suit :

Entrée : Matrice Φ=S.

Sortie : Matrice régularisée Φ_{new}.

Procédure :

1. Calculer la SVD : $\Phi = U\,\Sigma\,V^T$
2. Définir un ensemble de seuils possibles $\Theta = \{\Theta_1, \Theta_2, \ldots, \Theta_n\}$.
3. Initialiser le meilleur ajustement fit_{best} du modèle ARX.
4. Pour chaque seuil Θ_j:

- Mettre à zéro les valeurs singulières trop petites : $\sigma_i < \Theta_j \Rightarrow \sigma_i = 0$

- Reconstruire la matrice filtrée : $\Phi_j = U\,\Sigma_j\,V^T$

- Évaluer l'ajustement obtenu en utilisant Φ_j et mettre à jour fit_{best} ainsi que Φ_{new}, si nécessaire.

5. Retourner la matrice optimisée Φ_{new}, correspondant au seuil fournissant le meilleur ajustement. Cette procédure permet de filtrer les directions mal conditionnées du problème tout en conservant l'information utile pour l'identification.

Lorsque la priorité est de réduire le temps de calcul, par exemple dans les configurations où un très grand nombre de modèles doit être évalué, la décomposition QR (via MATLAB) constitue une alternative plus rapide.

Sélection progressive du modèle ARX optimal

Afin de sélectionner une structure ARX à la fois performante et généralisable, une procédure de sélection progressive en plusieurs étapes est mise en œuvre.

Dans un premier temps, l'ensemble des modèles ARX candidats générés à partir des différentes combinaisons de paramètres $(n_a, n_{b,r}, n_{k,r})$ est identifié à partir du jeu de données d'identification. Pour chaque modèle, la sortie est reconstruite en mode simulation sur les données d'identification, notée $y_{s,ident}$. La qualité d'ajustement est alors évaluée à l'aide du critère d'ajustement *fit* selon l'équation (III-50) : $fit_{ident} = fit(y_{m,ident}, y_{s,ident})$.

En parallèle, pour chaque modèle identifié, le critère d'information d'Akaike (AIC) est également calculé. Le AIC, proposé initialement par Akaike [97] et approfondi par Burnham et Anderson [98], permet d'évaluer un compromis entre la qualité d'ajustement et la complexité du modèle. Il est défini par :

$$\mathrm{AIC} = m \log\left(\frac{1}{m}\sum_{k=1}^{m} r[k]^2\right) + 2n + m\left[\log(2\pi) + 1\right] \qquad \textbf{III-56}$$

où n est le nombre total de paramètres du modèle et $r[k]$ sont les résidus. Un modèle est jugé meilleur lorsqu'il présente un AIC plus faible, car ce critère pénalise les modèles trop complexes qui risqueraient de surajuster les données. Il est important de souligner que plus un modèle comporte de paramètres, plus il dispose de degrés de liberté pour s'ajuster parfaitement aux données du jeu d'identification. Cette flexibilité accrue augmente cependant le risque de modéliser également des phénomènes parasites, tels que le bruit de mesure, conduisant au surajustement. Le modèle devient certes extrêmement précis sur le jeu d'entraînement, mais perd en robustesse dès qu'il est appliqué à de nouvelles conditions. Pour éviter cet écueil, un modèle ARX doit rester parcimonieux : limiter le nombre de paramètres l'oblige à capturer principalement la dynamique physique essentielle du système.

Dans cette étape, le critère AIC est utilisé comme outil de pré-sélection : seuls les modèles présentant les valeurs d'AIC les plus faibles sont conservés. Typiquement, on retient les 50 % (ou 30 %, selon la taille de l'espace de recherche) des meilleurs modèles au sens du AIC pour la suite de la procédure. Cette étape permet d'écarter les structures excessivement complexes, tout en conservant un ensemble suffisamment large et varié de modèles candidats.

Calibration et validation du modèle sélectionné

Les modèles présélectionnés sont ensuite appliqués en mode simulation sur un profil distinct, appelé profil de calibration, utilisé à la fois pour ajuster et valider le comportement dynamique du modèle dans des conditions proches mais indépendantes de l'identification. Pour chaque modèle retenu après la pré-sélection AIC, la sortie simulée $y_{s,\mathrm{cal}}$ est comparée à la sortie mesurée $y_{m,\mathrm{cal}}$, et son ajustement est calculé.

À cette étape, la sélection finale du modèle repose sur la maximisation de l'ajustement (fit) sur le profil de calibration. Cette stratégie permet de privilégier le modèle offrant les meilleures performances dynamiques tout en améliorant sa capacité de généralisation, en évitant une sélection basée uniquement sur les données d'identification. Dans ce travail, un modèle est considéré comme fiable si le critère d'ajustement vérifie : $fit_{cal} \geq fit_{min}$. Si ce seuil n'est pas atteint, une nouvelle itération de la procédure est envisagée en élargissant l'espace de recherche des paramètres $(N_a, N_{b,r}, N_{k,r})$. Néanmoins, dans les résultats présentés par la suite, cette boucle de réajustement n'a généralement pas été nécessaire, car une plage suffisamment large de paramètres est adoptée dès le départ, permettant à l'algorithme de sélectionner automatiquement une structure ARX optimale (généralement la valeur de $\mathrm{fit}_{\mathrm{min}}$ est fixée à 85%).

Il est important de souligner que, dans cette thèse, le choix final ne pénalise pas explicitement le nombre de paramètres. L'objectif principal étant l'implémentation d'un capteur virtuel thermique, la priorité est donnée à la performance du modèle plutôt qu'à sa compacité stricte. Le rôle du critère AIC se limite donc à une étape de filtrage visant à éliminer les modèles manifestement sur-paramétrés. Néanmoins, une première étape de limitation du sur-paramétrage est déjà prise en compte dès la phase de définition de l'espace de recherche des paramètres.

Validation finale sur jeux indépendants

Le modèle retenu à l'issue de la calibration est enfin évalué sur des jeux de validation totalement indépendants. La sortie simulée est obtenue par :

$$y_{s,\mathrm{val}} = \mathrm{ARX}(u_{r,m,\mathrm{val}}) \quad \textbf{III-57}$$

La comparaison entre $y_{s,\mathrm{val}}$ et $y_{m,\mathrm{val}}$ permet d'évaluer la capacité du modèle à généraliser, et donc à éviter le surajustement. Un modèle peut présenter un très bon ajustement (fit) en identification mais médiocre sur les données de calibration et encore plus pour des données de validation. Généralement un profil de calibration unique et bien construit s'avère généralement suffisant pour valider le modèle.

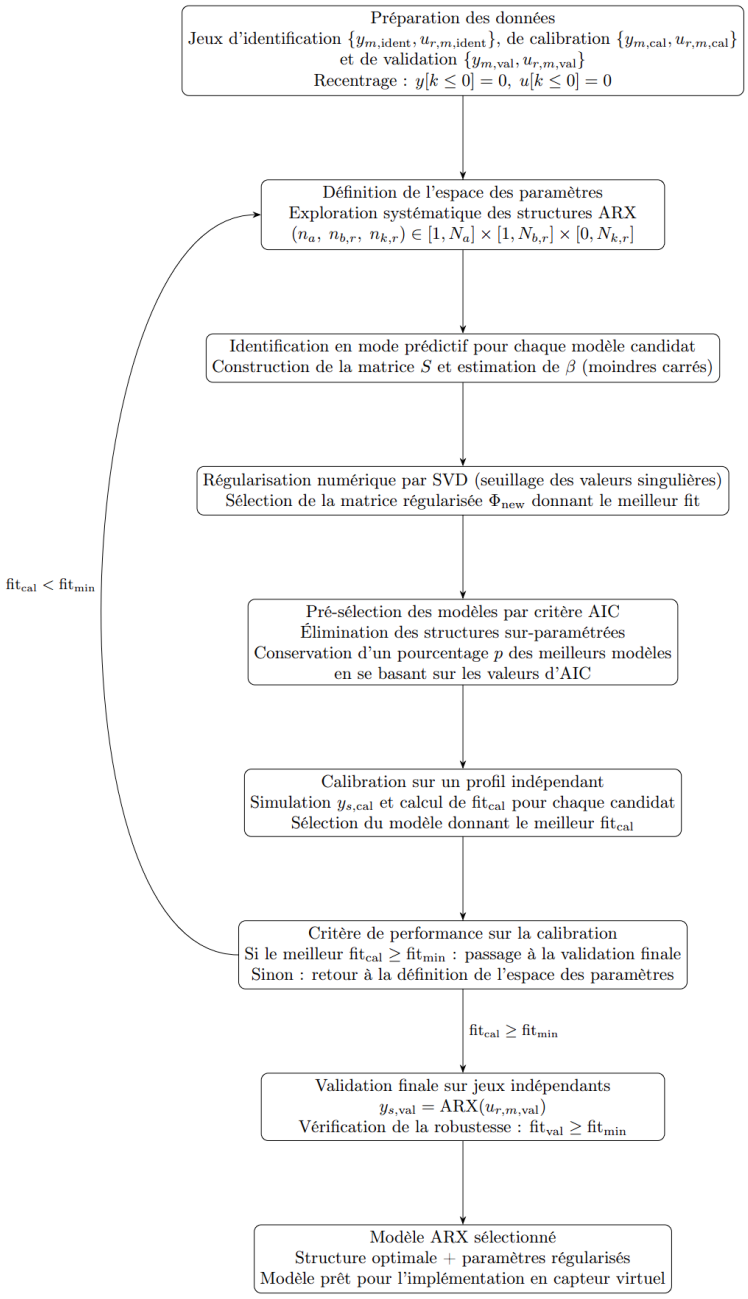


Figure III-7 Processus itératif de développement et de validation du modèle ARX

III.5 Intégration du modèle ARX pour la prédiction des températures de la carte de puissance

Dans le contexte de l'électronique de puissance, le problème thermique peut être représenté de manière efficace à l'aide d'un modèle MISO ARX comme celui introduit en (III-33). Dans ce cadre, le vecteur d'entrée u_r peut regrouper plusieurs grandeurs physiques pertinentes. Parmi celles-ci, on peut utiliser la puissance dissipée P par la puce, qui constitue la source principale d'échauffement, mais également un ensemble de températures mesurées en différents points du module ou de la carte, notées T_r, et issues de plusieurs thermocouples r répartis autour de la zone active. La sortie du modèle, y, correspond alors à la température T_s que l'on souhaite simuler (mode simulation), souvent située dans une zone difficile d'accès, comme la jonction, la semelle du PCB ou un point critique du substrat.

$$T_s[k] = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i T_s[k-i] + \sum_{i=1}^{n_b} b_i P[k-n_k-i+1] + \sum_{r=1}^{n_u}\sum_{i=1}^{n_{c,r}} c_{i,r} T_r[k-n_{kr}-i+1] \quad \text{III-58}$$

Nous pouvons également utiliser un modèle plus simple sous une forme SISO où l'excitation u est représentée par une seule entrée, par exemple la puissance dissipée P par la puce, et la sortie y est la température T_s que nous cherchons à prédire :

$$T_s[k] = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i T_s[k-i] + \sum_{i=1}^{n_b} b_i P[k-i-n_k+1] \quad \text{III-59}$$

III.5.1 Application du modèle ARX pour la reconstruction de températures d'intérêt sur la carte

Comme évoqué en introduction de ce chapitre, l'intérêt principal d'un modèle ARX dans le domaine de l'électronique de puissance est sa capacité à reconstruire ou prédire des températures difficilement accessibles, voire non-mesurables en conditions réelles comme la semelle du PCB. L'intérêt majeur des modèles ARX dans ce contexte ne se limite pas à reconstruire des températures strictement inaccessibles. Il concerne également l'estimation des températures importantes pour le diagnostic et la fiabilité, mais pour lesquelles il n'existe souvent pas de modèles thermiques dédiés,

contrairement à la jonction ou à la semelle du PCB. Les modèles RC de type Cauer ou Foster sont généralement construits uniquement pour le chemin thermique principal du composant de puissance (jonction → case → semelle du PCB). En conséquence, les autres températures distribuées sur la carte sont rarement modélisées, alors qu'elles constituent des variables cruciales à surveiller. Le recours à un modèle ARX permet précisément de combler cette lacune en tirant parti de mesures locales facilement accessibles (thermocouples, NTC, pertes, etc.) pour prédire des températures alternatives mais critiques.

Dans cette étude, nous nous intéressons à trois points illustrés en Figure III-8 sur une carte expérimentale :

1. La température de la NTC (Negative Temperature Coefficient, thermistance à coefficient de température négatif, implémentée sur la plupart des cartes électroniques), notée $T_{NTC_{measured}}$.

2. La température de la semelle du PCB, notée $T_{b_{measured}}$, souvent difficile à instrumenter en conditions réelles (systèmes encapsulés, dissipateurs, plaque froide (cold plate)).

3. La température de jonction, notée $T_{j_{reference}}$, obtenue via l'association de $T_{b_{measured}}$ et du modèle RC hybride présenté au chapitre II.

Dans le reste de ce chapitre, les modèles ARX sont identifiés à partir de mesures réalisées en convection naturelle dans l'air, où toutes les températures y compris la semelle du PCB sont accessibles. Cette phase constitue la base d'entraînement nécessaire pour ensuite appliquer les modèles, de manière virtuelle ou en simulation, dans des configurations réelles qui comportent différents systèmes de refroidissement, et où certaines températures ne sont plus mesurables. Cela permet alors d'évaluer la robustesse et l'indépendance aux conditions aux limites des modèles développés.

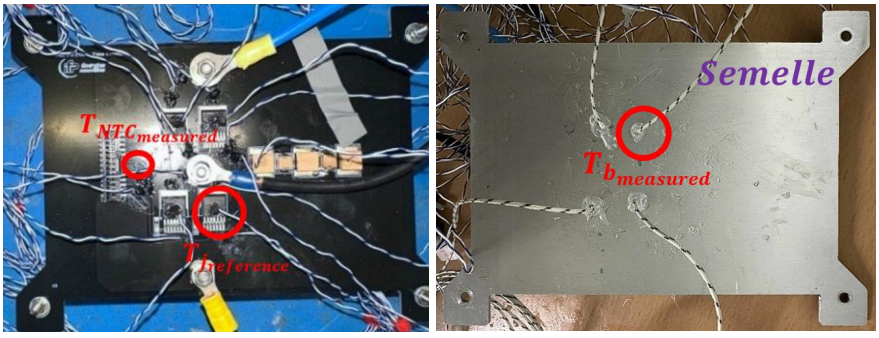


Figure III-8 Données expérimentales retenues pour la modélisation ARX

Lors des essais de laboratoire en convection naturelle dans l'air (tests préliminaires), la température de semelle du PCB, $T_{b_{measured}}$, est directement mesurée. Dans ces conditions, le modèle RC hybride (chapitre II) est utilisé pour calculer une température de jonction de référence :

$$T_{j_{reference}} = T_{b_{measured}} + Z_{th_{j_b}}.P \qquad \textbf{III-60}$$

Pour rappel, $Z_{th_{j_b}}$est l'impédance thermique jonction–semelle (base plate) du modèle RC hybride (avec $Z_{th_{j_b}} = Z_{th_{j_c}} + Z_{th_{c_b}}$, où $Z_{th_{j_c}}$ est extrait de la fiche constructeur et $Z_{th_{c_b}}$ de la simulation thermique 3D) et P représente les pertes thermiques. La température $T_{j_{reference}}$ servira dans la suite de référence de comparaison pour évaluer les performances du modèle ARX.

Dans cette même phase de tests préliminaires, la température mesurée $T_{b_{measured}}$ est utilisée comme sortie cible pour entraîner le modèle ARX. Le modèle apprend ainsi à reconstruire la semelle du PCB à partir de mesures accessibles (par exemple, thermocouples sur la carte, puissance dissipée, etc.) et fournit une estimation $T_{b_{arx}}$. Une fois $T_{b_{arx}}$disponible, la même chaîne RC hybride est réutilisée pour estimer la température de jonction associée :

$$T_{j_{arx}} = T_{b_{arx}} + Z_{th_{j_b}}.P \qquad \textbf{III-61}$$

On obtient ainsi une estimation de jonction basée entièrement sur : des mesures accessibles (entrées de l'ARX), la reconstruction ARX de la semelle du PCB et le modèle RC hybride calibré en amont.

Comparer $T_{j_{arx}}$à $T_{j_{\text{reference}}}$revient à évaluer l'erreur introduite lors de la reconstruction de $T_{b_{arx}}$à partir de $T_{b_{\text{measured}}}$, puisque les deux expressions utilisent la même impédance thermique $Z_{th_{j_b}}$et les mêmes pertes P. En pratique : l'écart $T_{b_{arx}} - T_{b_{\text{measured}}}$ se traduit directement par un écart $T_{j_{arx}} - T_{j_{\text{reference}}}$, mais la comparaison au niveau de la jonction est plus représentative du point de vue fiabilité, puisqu'elle reflète l'impact de l'erreur sur la grandeur réellement critique pour le composant.

C'est pourquoi, dans les résultats analysés dans la suite, nous choisissons de présenter directement la comparaison entre $T_{j_{arx}}$et $T_{j_{\text{reference}}}$, ce qui est équivalent à évaluer la qualité de reconstruction de la température de la semelle du PCB, tout en offrant une vision plus pertinente du profil thermique de la jonction.

III.5.2 Données utilisées / protocole d'essais

Nous présentons ici les données expérimentales utilisées pour l'identification et la validation des modèles ARX, ainsi que le protocole d'essais associés.

Dans un premier temps, une phase d'identification est mise en place, dédiée pour les applications d'électronique de puissance. Le système est commandé afin de générer des pertes pour faire monter la température vers une valeur cible située entre la température minimale et maximale atteignable, mais volontairement choisie proche de la limite supérieure. Le système est ensuite maintenu à ce point de fonctionnement fixe jusqu'à atteindre un régime permanent, puis l'alimentation est interrompue pour permettre au système de revenir vers son équilibre thermique (phase de refroidissement ou relaxation) (Figure III-9-a). Cette séquence « chauffe → régime permanent → refroidissement » génère une dynamique thermique riche en informations, particulièrement adaptée à l'identification des modèles ARX.

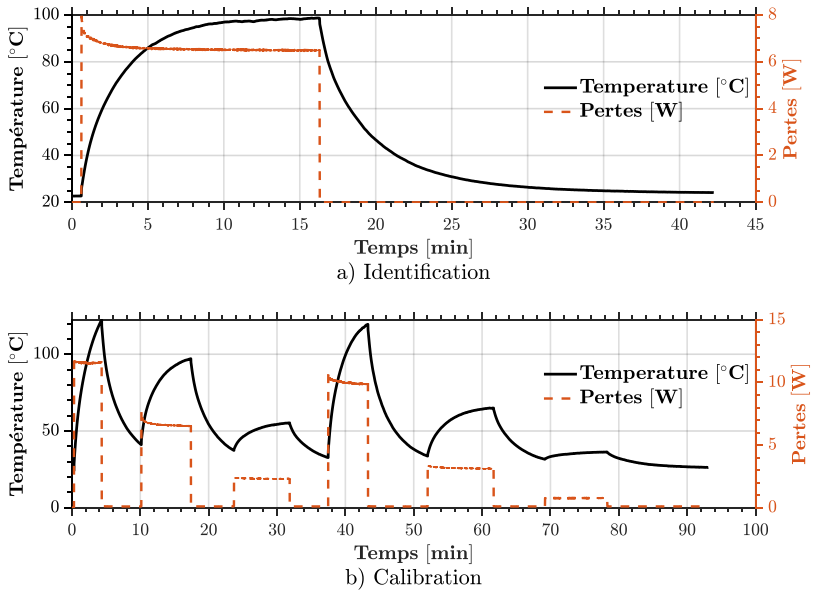


Figure III-9 Profils d'identification / validation-calibration

Ce choix de profil d'identification n'a pas été adopté arbitrairement : il a été validé au préalable à travers une campagne dédiée d'essais exploratoires, visant à comparer plusieurs protocoles et conditions d'identification. Les résultats de cette campagne qui seront présentés ultérieurement dans le chapitre ont confirmé que ce type de cycle offre la meilleure excitation thermique tout en assurant une exploitation fiable et robuste du modèle lors des phases de validation.

Dans un second temps, on procède aux phases de calibration et de validation. Le système est alors soumis à d'autres points de fonctionnement (Figure III-9-b), voire à des conditions thermiques différentes, afin de calibrer le modèle et d'évaluer la robustesse du modèle et sa capacité de généralisation. Dans les trois phases (identification – calibration – validation), les températures sont systématiquement corrigées en soustrayant la température ambiante, de façon à travailler en ne considérant que la température relative, afin de correspondre au développement des modèles ARX présenté précédemment.

Comme explicité précédemment, des essais sont d'abord effectués en convection naturelle dans l'air, en utilisant le même montage expérimental que décrit le chapitre II, pour identifier et valider le modèle dans des conditions comparables, mais en variant les points de fonctionnement. Ceci permet de vérifier si la plage de linéarité reste suffisante pour notre cas d'application. Des essais en convection forcée dans l'air sont ensuite réalisés pour une première analyse des performances et de la robustesse du modèle ARX. La seule différence majeure par rapport à la configuration illustrée en Figure II-31 réside dans le placement de la carte de puissance dans un bac vide (Figure III-10). Ce montage a été choisi pour faciliter la transition vers des essais d'immersion en convection naturelle et forcée dans de l'huile, qui seront présentés au chapitre suivant.

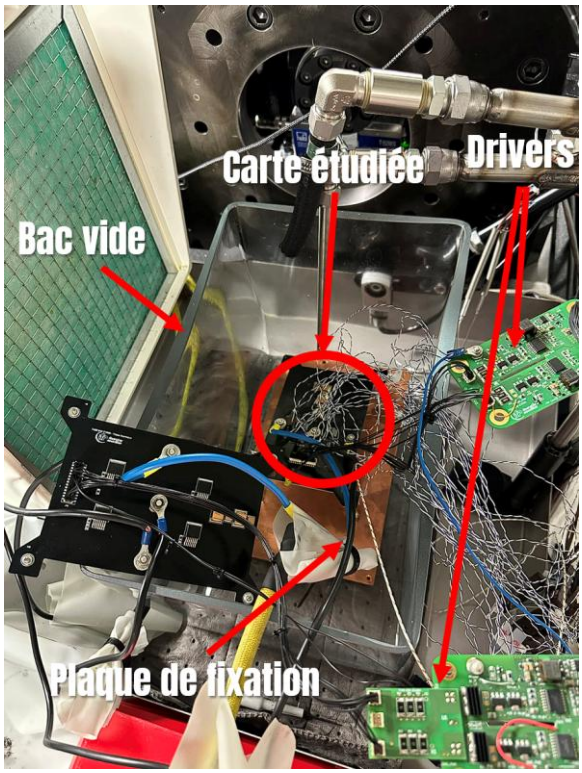


Figure III-10 Essai en convection à air naturel

La convection forcée dans l'air est générée par deux ventilateurs placés face aux deux cartes de puissance (Figure III-11). Il est important de préciser que l'un des ventilateurs est placé du côté de la carte non étudiée. Cette configuration permet d'éviter que les performances globales de l'essai soient limitées par la surchauffe de cette carte, notamment lors des points de fonctionnement à forte puissance. Ainsi, la carte étudiée peut être sollicitée sur toute sa plage thermique sans être contrainte par les températures de la carte voisine.

L'écoulement d'air dans ce cas n'est pas uniforme : les zones proches des ventilateurs sont refroidies de manière efficace, tandis que d'autres régions, plus éloignées ou partiellement masquées par des composants ou des câbles, reçoivent un flux d'air beaucoup plus faible. Il en résulte des non-uniformités spatiales du coefficient de convection h_{conv} et donc une distribution de température très hétérogène. Cette variabilité crée un contexte particulièrement exigeant pour les modèles prédictifs identifiés en convection naturelle : les mécanismes de transfert de chaleur sont significativement différents, ce qui peut conduire à des erreurs de prédiction plus importantes. C'est précisément dans ce type de situation que l'on évalue la capacité du modèle ARX à rester fiable en dehors de ses conditions d'identification.

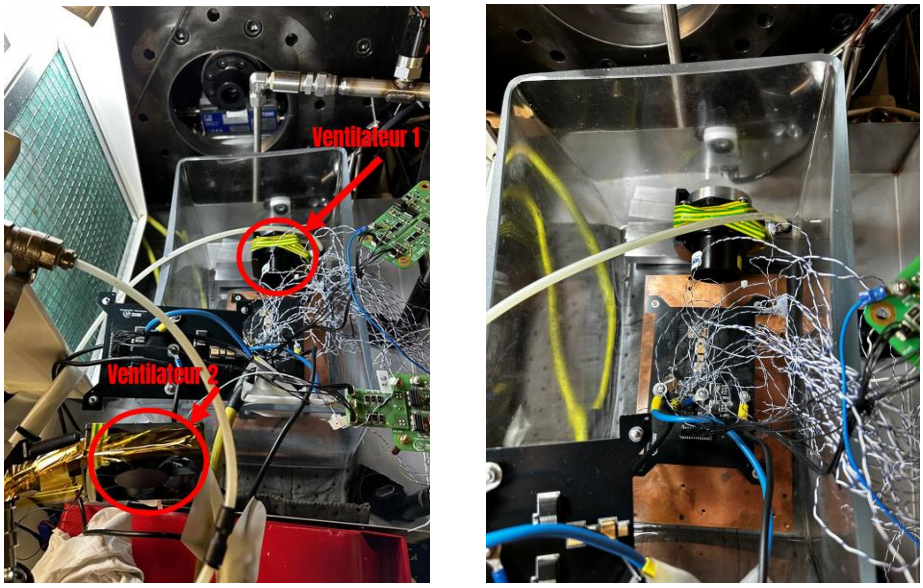


Figure III-11 Manipulation en convection forcée dans l'air

III.5.3 Test du modèle SISO ARX

Dans cette campagne d'essais, deux modèles SISO ARX sont évalués : l'un dédié à l'estimation de la température NTC $T_{NTC_{arx}}$ et l'autre consacré à la reconstruction de la température de jonction via l'estimation préalable de la semelle du PCB $T_{b_{arx}}$. Pour ces modèles, l'entrée peut être soit la

puissance dissipée dans la puce SiC, soit la mesure d'un thermocouple placé sur la carte, ce qui permet d'analyser l'influence réelle de chaque type d'excitation sur les performances de prédiction. Les modèles sont décrits par les équations suivantes :

$$T_{NTC_{arx}}[k] = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i T_{NTC_{arx}}[k-i] + \sum_{i=1}^{n_b} b_i U[k-i-n_k+1] \quad \textbf{III-62}$$

$$T_{b_{arx}}[k] = -\sum_{i=1}^{n_a} a_i T_{b_{arx}}[k-i] + \sum_{i=1}^{n_b} b_i U[k-i-n_k+1] \quad \textbf{III-63}$$

avec $U = P$ ou $U = T_{r1}$. Une fois $T_{b_{arx}}$ reconstruite, la température de jonction est obtenue par : $T_{j_{arx}} = T_{b_{arx}} + Z_{th_{j_b}}.P$

Conformément aux hypothèses posées dans le développement théorique (i.e. $y[k \leq 0] = 0$ et $u[k \leq 0] = 0$), les données de température sont prétraitées de manière à travailler sur des élévations de température par rapport à l'ambiance. Les résultats présentés correspondent à la température absolue réelle qui est obtenue simplement en y ajoutant la température ambiante mesurée à la variation thermique. La fréquence de mesure des entrées et des sorties issue du protocole expérimental est de 10 Hz.

Après avoir identifié le modèle ARX optimal à l'aide de l'algorithme développé (Figure III-7), nous présentons, pour chaque configuration testée, les performances obtenues à travers la variable d'ajustement (fit) en mode simulation sur les données d'identification puis de calibration. Pour chaque modèle, nous indiquons également le nombre total de paramètres : $n_T = n_a + \sum_r n_{b,r}$ afin de mettre en perspective les performances obtenues avec la complexité du modèle.

Pour chaque résultat, nous affichons la sortie réelle, notée $T_{j_{reference}}$ ou $T_{NTC_{measured}}$. Dans le cas de la jonction, la température directement mesurée est celle de la semelle du PCB $T_{b_{measured}}$, à partir de laquelle la température de jonction de référence est reconstruite. Ces grandeurs sont comparées aux sorties reconstruites par les deux modèles ARX en mode simulation, notées $T_{j_{arx\#1}}$ et $T_{NTC_{arx\#2}}$. Cette sortie simulée correspond au cas d'utilisation réel du modèle, tel qu'il serait déployé comme capteur virtuel fonctionnant en temps réel.

Enfin, nous représentons également, dans chaque figure, les entrées U utilisées pour l'identification du modèle et pour la reconstruction de la sortie, afin d'offrir une vision complète du comportement dynamique reproduit par le modèle ARX.

La série de tests présentée dans la suite de ce chapitre permet d'évaluer de manière objective l'apport des optimisations intégrées dans l'algorithme ARX développé (Choix des paramètres, choix du modèle optimal, etc.), de vérifier la pertinence du profil d'identification retenu, et d'examiner la capacité d'un modèle SISO identifié en convection naturelle à rester performant lorsque les conditions thermiques changent, notamment lors du passage à une convection forcée dans un contexte particulièrement plus contraignant.

III.5.3.1 Apport des optimisations intégrées dans l'algorithme ARX développé et comparaison avec le modèle RC

a) Apport des optimisations intégrées dans l'algorithme ARX développé

L'objectif de cette section est de mettre en évidence l'apport de la sélection automatique de la structure du modèle ARX à travers des essais réalisés en convection naturelle, en utilisant les pertes dissipées P comme entrée du modèle. Deux configurations sont comparées afin d'évaluer l'influence directe du choix des paramètres sur la précision, la robustesse et la parcimonie du modèle.

Dans un premier test, nous identifions et validons un modèle ARX sans sélection optimale des paramètres. Pour cela, un nombre fixe de coefficients autorégressifs et exogènes est imposé avec $n_a = 10$, $n_b = 10$ et $n_k = 0$, soit un nombre total de paramètres $n_T = 20$ pour les deux modèles SISO considérés (Figure III-12).

Dans un second temps, l'approche de construction et de sélection automatique des modèles ARX développée dans ce travail est mise en œuvre. Cette démarche repose sur l'exploration systématique de différentes structures ARX définies par les ordres maximaux $N_a = 10$, $N_b = 10$ et un délai $N_k = 1$. Dans ce cas, l'algorithme est capable de sélectionner la structure imposée dans la Figure III-12, mais également d'explorer l'ensemble des configurations possibles correspondant à $1 \leq n_a \leq 10$, $1 \leq n_b \leq 10$ et $0 \leq n_k \leq 1$, soit un total de 200 modèles candidats (Figure III-13).

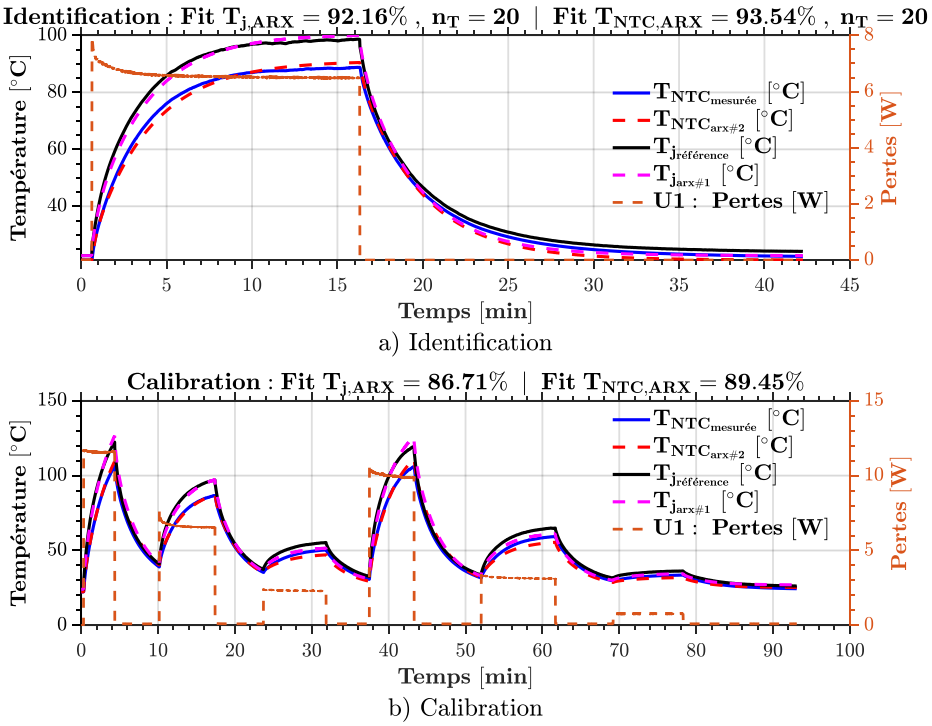


Figure III-12 Performances du modèle SISO ARX fortement paramétré, en convection naturelle

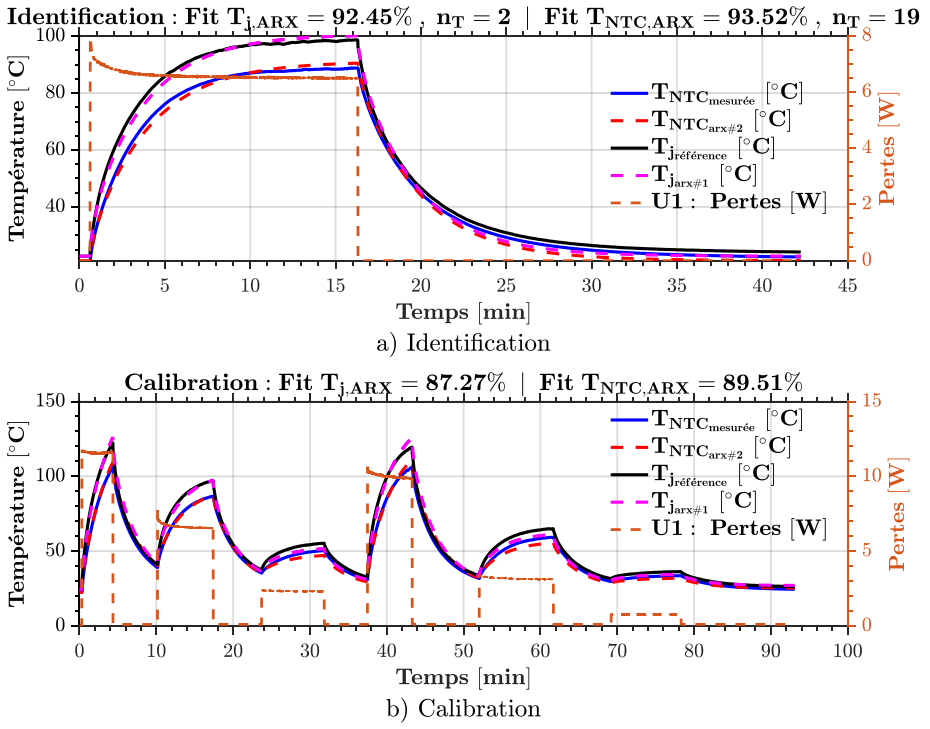


Figure III-13 Performances du modèle SISO ARX identifié avec la démarche de sélection de structure développée, en convection naturelle

Le modèle obtenu avec les paramètres fixés ($n_a = 10$, $n_b = 10$, $n_k = 0$) fournit des résultats qui peuvent être considérés comme satisfaisants dans un premier temps, avec un ajustement (fit) de 92.16 % pour la jonction et de 93.54 % pour la NTC lors de la phase d'identification. Lors de la phase de calibration, les performances diminuent légèrement, avec un ajustement (fit) de 86.71 % pour la jonction et de 89.45 % pour la NTC.

Cependant, l'analyse des résultats issus de la sélection automatique montre qu'un modèle comportant un nombre élevé de paramètres n'est pas nécessairement le plus performant. Pour la jonction, l'algorithme sélectionne un modèle beaucoup plus compact avec $n_a = 1$, $n_b = 1$ et $n_k = 0$, soit seulement deux paramètres au total ($n_T = 2$). Cela correspond à une réduction de 18 paramètres par rapport au modèle initial. Malgré cette simplification importante, les performances du modèle s'améliorent légèrement, avec un ajustement (fit) passant de 92.16 % à 92.45 % en identification et de 86.71 % à 87.27 % en calibration. Dans ce cas, la procédure d'optimisation permet donc d'obtenir un modèle à la fois plus robuste, plus précis et nettement plus parcimonieux.

Pour la sortie NTC, le modèle sélectionné correspond à $n_a = 9$, $n_b = 10$ et $n_k = 0$, soit un total de 19 paramètres ($n_T = 19$). L'algorithme privilégie donc ici une structure relativement riche. Bien que le modèle sélectionné comporte un paramètre de moins que le modèle initial, il présente une très légère diminution de précision lors de l'identification, avec un ajustement (fit) passant de 93.54 % à 93.52 %. En revanche, les performances en calibration s'améliorent légèrement, l'ajustement (fit) passant de 89.45 % à 89.51 %. Même si ce gain reste modeste, ce résultat illustre un point important : le modèle offrant la meilleure performance en phase d'identification n'est pas nécessairement celui qui présente la meilleure capacité de généralisation.

b) Comparaison entre le SISO ARX et le modèle RC Foster

Une analyse complémentaire est menée à travers la comparaison entre l'estimation de la température de jonction obtenue par un modèle RC de type Foster et celle fournie par le modèle ARX (Figure III-14). Dans ce cas, le modèle Foster est directement identifié à partir de la température de jonction de référence estimée, en utilisant uniquement la phase de montée de l'essai correspondant au profil d'identification (entre 0 et 16 minutes).

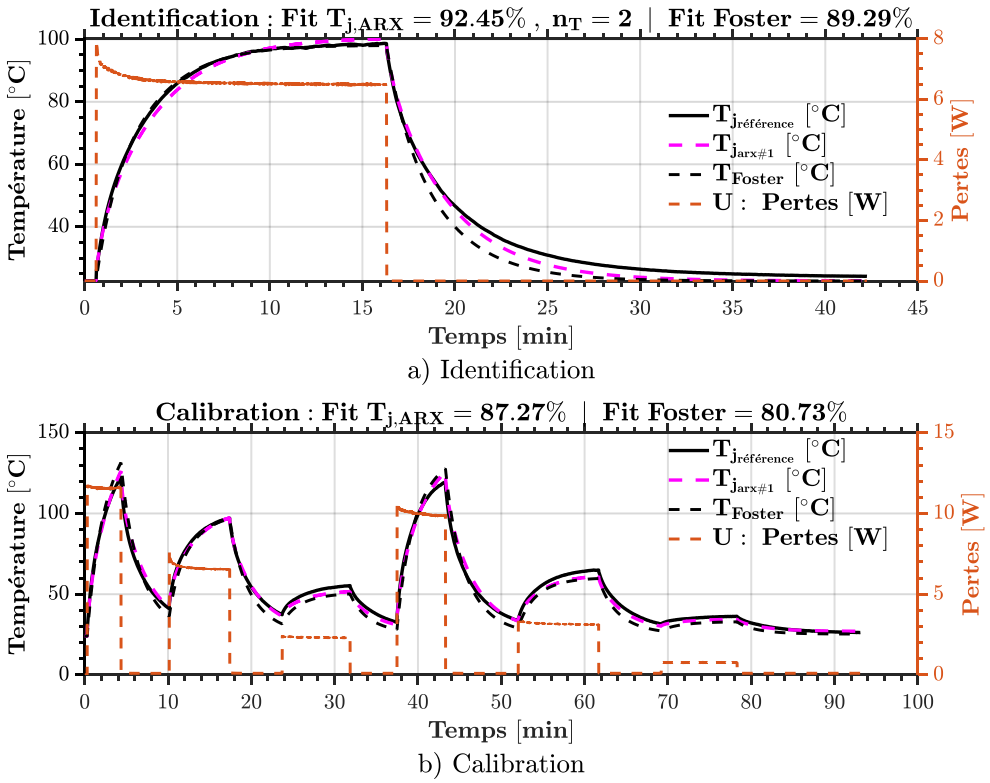


Figure III-14 Comparaison entre le modèle Foster et un modèle SISO ARX

Sur le profil d'identification, le modèle RC reproduit correctement la phase de montée en température, ce qui est attendu puisque son identification repose exclusivement sur cette partie du signal. En revanche, lors de la phase de descente, un écart apparaît entre l'estimation RC et la référence, tandis que le modèle ARX reste plus fidèle à l'évolution thermique observée. Cette différence s'explique par le fait que le modèle ARX est entraîné en exploitant à la fois la montée et la descente, ce qui lui permet d'intégrer l'ensemble de la dynamique thermique transitoire. Sur ce profil, le modèle RC atteint ainsi un ajustement de 89,29 %, contre 92,45 % pour le modèle ARX.

Lorsque l'on considère le profil de validation/calibration, les écarts deviennent plus marqués. Le modèle RC se révèle visiblement moins performant que le modèle ARX, en particulier lorsque les niveaux de puissance appliqués diffèrent de ceux utilisés lors de l'identification. Pour des puissances plus élevées, le modèle RC tend à surestimer légèrement la température de jonction, tandis qu'il la sous-estime pour des puissances plus faibles par rapport au modèle ARX. Ces écarts traduisent la sensibilité du modèle RC aux conditions d'identification et à son caractère essentiellement basé sur une réponse impulsionnelle.

La différence la plus significative apparaît toutefois lors de la phase de descente du profil de calibration. Dans cette phase, le modèle RC présente des écarts importants par rapport à la température de référence, alors que le modèle ARX conserve toujours une bien meilleure cohérence temporelle. Cette capacité du modèle ARX à reproduire correctement la dynamique de refroidissement se traduit par un ajustement (fit) de 87,27 %, nettement supérieur à celui du modèle RC à 80,73 %.

Ces résultats mettent en évidence que, bien que les modèles RC puissent fournir une bonne approximation de la phase de montée lorsqu'ils sont correctement identifiés, ils restent moins adaptés à la reproduction complète des dynamiques thermiques transitoires, en particulier lors de la descente et en dehors des conditions strictes d'identification. À l'inverse, le modèle ARX, entraîné sur l'ensemble du cycle thermique, offre une représentation plus équilibrée et plus robuste du comportement thermique global, ce qui renforce son intérêt pour des applications de type capteur virtuel.

III.5.3.2 Validation du profil d'identification ARX : influence de l'amplitude, de la durée et du gabarit du cycle thermique

Les résultats précédents ont mis en évidence le potentiel des modèles ARX identifiés en convection naturelle, ainsi que l'intérêt de la démarche de sélection de structure développée dans ce travail. Toutefois, afin de démontrer que le profil d'identification retenu est pertinent non seulement pour un cas particulier, mais de manière plus générale, il est nécessaire d'analyser l'influence de divers paramètres sur la qualité du modèle identifié.

Dans cette perspective, une série d'essais complémentaires est menée afin d'évaluer l'impact de la forme, de l'amplitude thermique et de la durée de stabilisation du profil d'identification. Les tests reposent sur une même structure globale de cycle thermique : montée en température, régime quasi stationnaire, puis phase de refroidissement. On fait alors varier le point de fonctionnement, afin de modifier la température de stabilisation atteinte, ou encore la durée du palier thermique, pour analyser son influence sur l'excitation des dynamiques lentes du système.

Enfin, un cas volontairement plus contraignant est étudié, consistant à utiliser un profil initialement prévu pour la validation/calibration comme profil d'identification. Cette approche permet d'évaluer la sensibilité du modèle ARX à un choix non optimal du jeu de données d'entraînement, et de vérifier dans quelle mesure la forme et l'amplitude du profil influencent la capacité du modèle à être généralisé.

Nous commençons par analyser l'influence de l'amplitude thermique du profil d'identification. En utilisant le même profil de calibration, quatre profils d'identification sont considérés, correspondant à des niveaux de pertes dissipées décroissants dans le semi-conducteur : 8,1 W (Figure III-15), 6,4 W (Figure III-16), 3,1 W (Figure III-17) et 1,5 W (Figure III-18). L'erreur relative en pourcentage est également représentée pour chaque modèle ARX afin de visualiser finement le comportement de l'erreur sur les différents tronçons du profil thermique.

Le profil d'identification correspondant à la température de stabilisation la plus élevée (Figure III-15) présente lors du test de validation le meilleur ajustement dans la plage de températures élevées, qui correspond à la zone de fonctionnement la plus critique du système. Les performances sont légèrement moins bonnes dans les régimes de température plus faibles, mais restent tout à fait acceptables, avec un ajustement (fit) moyen entre la NTC et la jonction de 85,73 %. L'analyse de l'erreur relative confirme cette tendance : l'erreur maximale reste inférieure à 10 % aussi bien dans la partie haute température que dans la partie basse température.

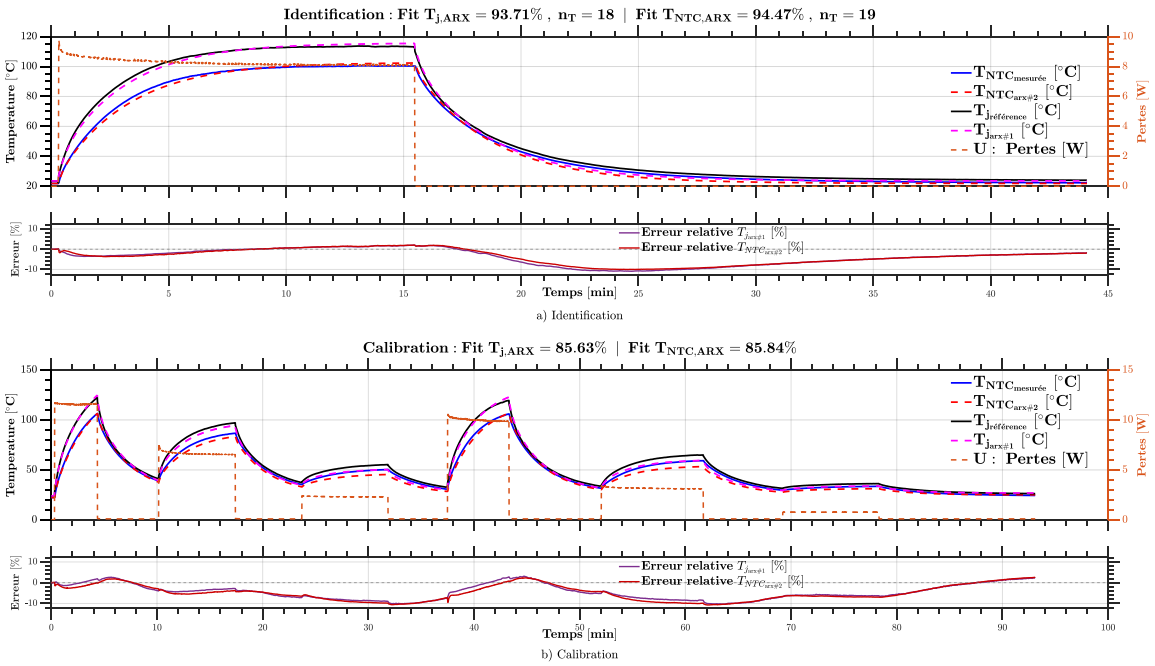


Figure III-15 Modèle ARX $P = 8.1W$

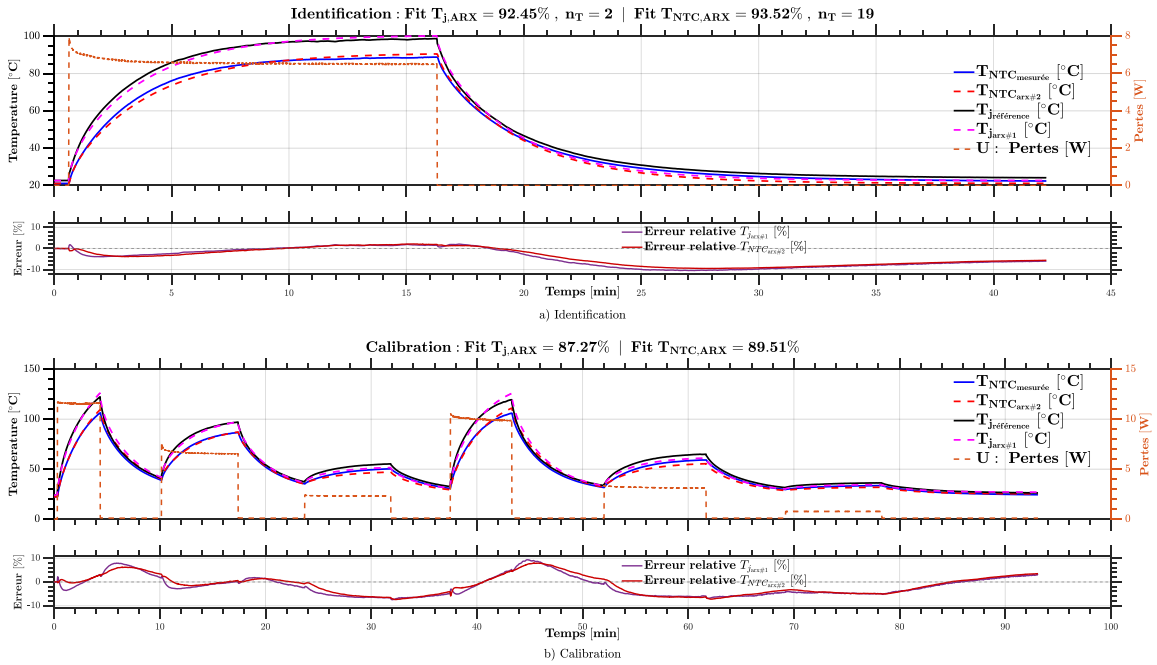


Figure III-16 Modèle ARX $P = 6.4W$

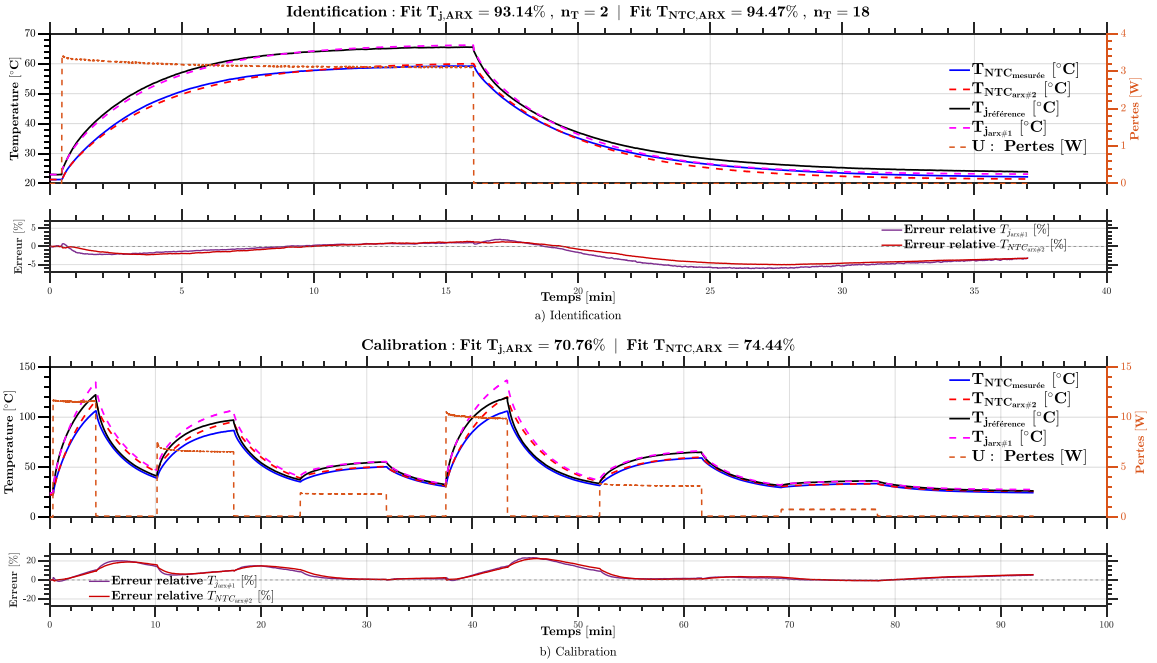


Figure III-17 Modèle ARX $P = 3.1W$

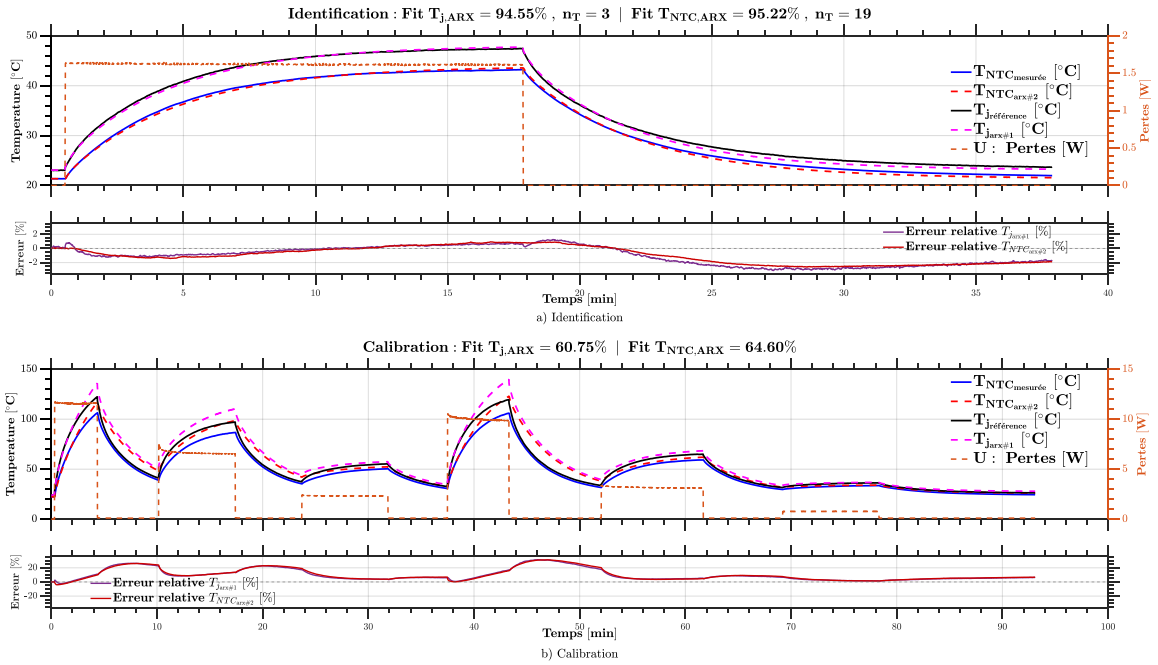


Figure III-18 Modèle ARX $P = 1.5W$

Le second profil (Figure III-16), associé à une température de stabilisation légèrement plus faible mais encore significative, offre un compromis plus équilibré. Il conserve une très bonne précision dans la plage de températures élevées et améliore nettement l'ajustement dans les températures basses par rapport au premier cas. Ce profil atteint un ajustement (fit) moyen de 88,39 % et constitue le meilleur profil d'identification parmi ceux étudiés. L'erreur relative maximale reste de l'ordre de 10 % dans la partie haute température, avec une erreur moyenne légèrement plus élevée que pour le profil 1 (Figure III-15) sur ce tronçon, tandis qu'elle est réduite à environ 5 % dans la zone de basses températures.

À l'inverse, lorsque l'amplitude thermique du profil d'identification est fortement réduite (Figure III-17 et Figure III-18), la précision du modèle se dégrade significativement lorsque les températures sont élevées. Plus la température maximale atteinte lors de l'identification diminue, plus l'erreur augmente dans cette zone, jusqu'à devenir inacceptable pour l'application visée. Les ajustements moyens chutent respectivement à 72,6 % pour la Figure III-17 et à 62,67 % pour la Figure III-18. Cette dégradation est également visible sur l'erreur relative, qui peut atteindre jusqu'à 23 % pour les hautes températures, alors qu'elle reste inférieure à 5 % dans les plages de températures plus faibles.

Ces résultats montrent que le profil d'identification optimal correspond à un niveau intermédiaire, orienté vers les températures élevées, plutôt qu'à une amplitude maximale ou minimale. Un tel profil

permet de conserver une excellente précision dans la plage de fonctionnement la plus critique du système, tout en maintenant une erreur acceptable dans les régimes de température plus faibles. À l'inverse, un profil centré sur de basses températures conduit à un modèle incapable de reproduire correctement la dynamique thermique à des niveaux de température élevés, ce qui limite fortement son intérêt pour les applications réelles.

Après avoir montré que le profil de la Figure III-16 caractérisé par un arrêt de la phase de montée juste après stabilisation et un arrêt de la phase de descente juste après stabilisation constitue le meilleur compromis en termes de niveau de température, nous étudions maintenant l'influence des durées de montée et de descente. Pour isoler cet effet, nous conservons le même point de fonctionnement (donc les mêmes pertes) et nous ne faisons varier que la durée des phases transitoires et des paliers.

Quatre variantes du profil sont comparées : la Figure III-19 correspond à une stabilisation de montée allongée, la Figure III-20 à une stabilisation de descente allongée, la Figure III-21 à un arrêt avant stabilisation en montée comme en descente, et la Figure III-22 explore un cas où le profil habituellement utilisé pour la validation/calibration est employé comme profil d'identification (et inversement, le profil d'identification sert de calibration).

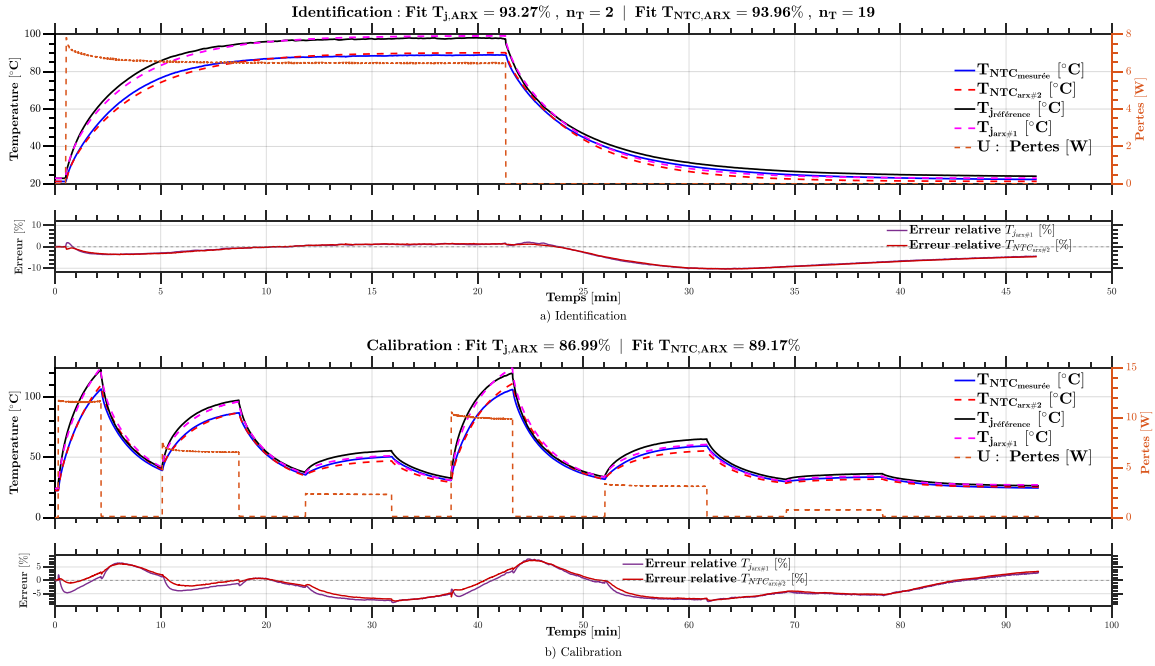


Figure III-19 Modèle ARX $P = 6.4W$ stabilisation montée allongée

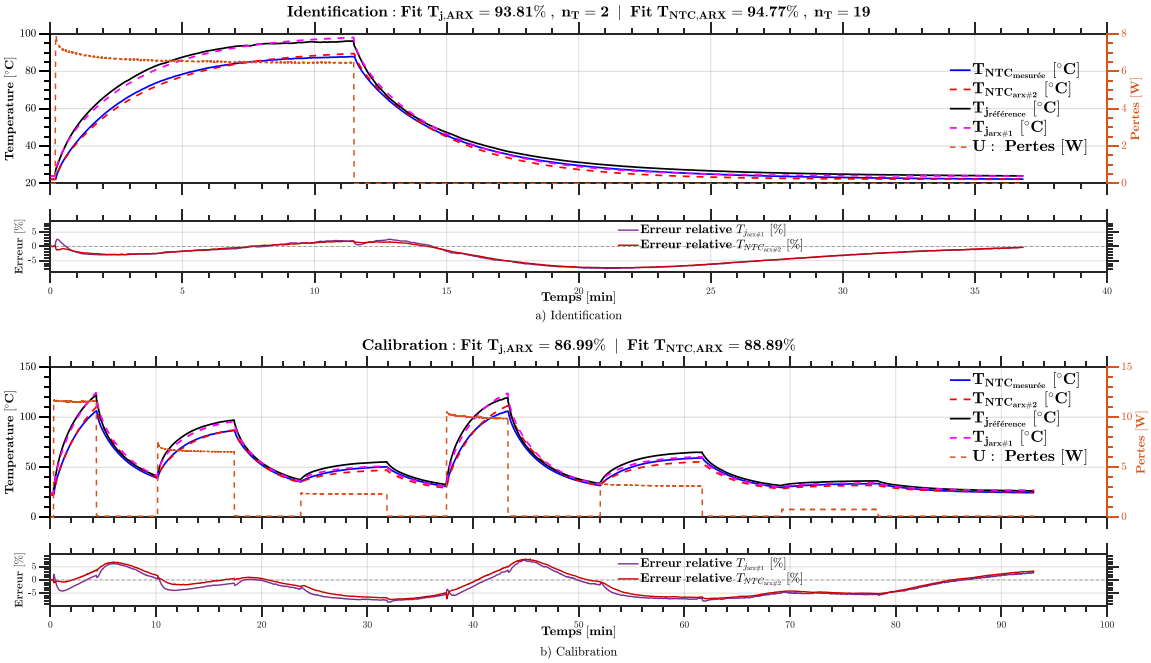


Figure III-20 Modèle ARX $P = 6.4W$ stabilisation descente allongée

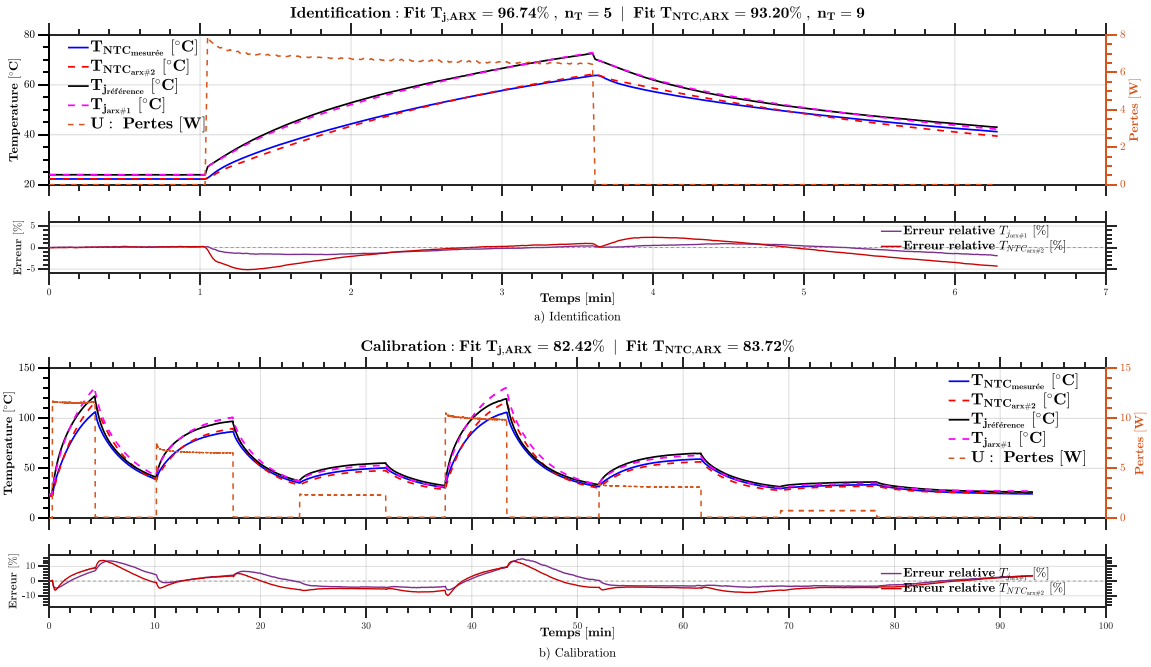


Figure III-21 Modèle ARX $P = 6.4W$ arrêt avant stabilisation

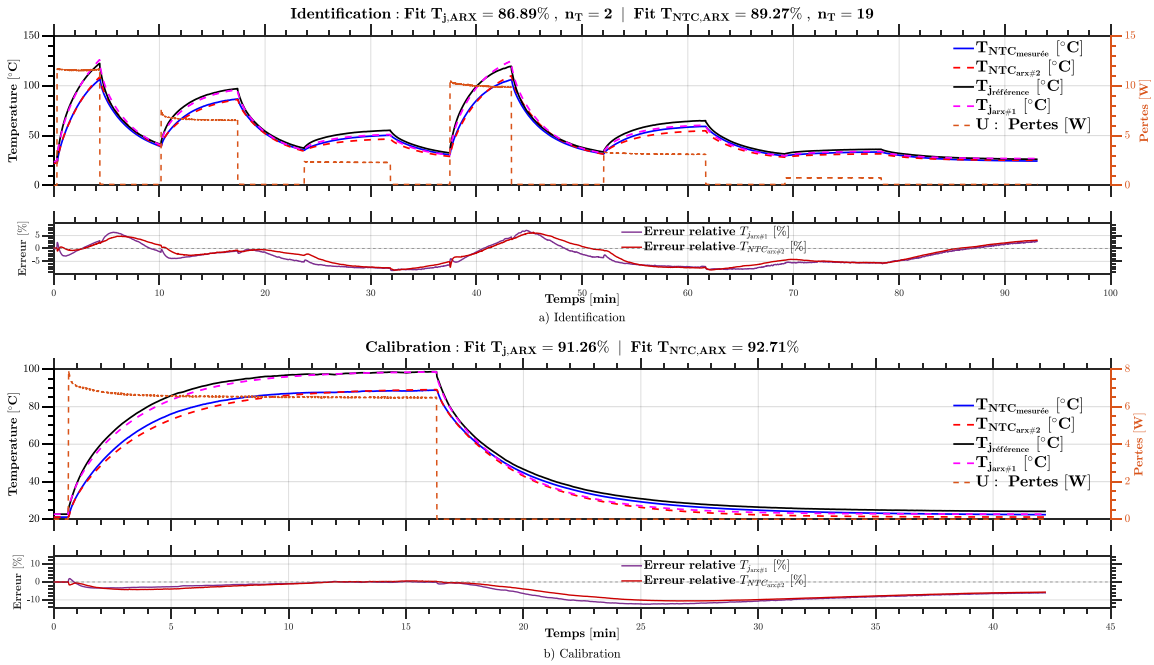


Figure III-22 Modèle ARX avec inversion entre identification et calibration

Les résultats montrent que le profil "arrêt juste après stabilisation" (Figure III-16) demeure le plus performant parmi les configurations testées. Les variantes avec stabilisation allongée en montée (Figure III-19) ou en descente (Figure III-20) conduisent à des performances très proches, suggérant que prolonger modérément un palier n'apporte pas de gain lorsque la stabilisation est déjà atteinte. Le profil interrompu avant stabilisation (Figure III-21) reste globalement acceptable, mais présente la dégradation la plus marquée parmi les quatre configurations lors de la phase de calibration, ce qui confirme l'intérêt de laisser le système atteindre un régime quasi-stationnaire avant d'arrêter la phase correspondante. Enfin, lorsque le profil de calibration est utilisé comme profil d'identification (Figure III-22), le modèle obtenu ne parvient pas à atteindre un niveau de performance comparable à celui obtenu avec le profil d'identification standard : il ne permet pas d'obtenir un ajustement global supérieur à celui classiquement observé avec la stratégie d'identification. On remarque également ici que l'ajustement est alors meilleur lors de la phase de calibration, que dans celle d'identification.

En conclusion, ces essais confirment qu'il est préférable de retenir un profil d'identification correspondant à un niveau thermique intermédiaire orienté vers les températures élevées, et comportant un arrêt de la montée et de la descente juste après stabilisation, afin d'assurer une identification robuste et exploitable.

III.5.3.3 Validation croisée du modèle SISO ARX et évaluation de sa robustesse sous différentes conditions de convection

Maintenant que la démarche d'extraction du modèle ARX a été validée et que le profil d'identification optimal a été clairement établi, cette section a pour objectif d'évaluer la robustesse du modèle obtenu. Le modèle ARX est d'abord identifié à partir du profil d'identification retenu, puis calibré et validé à l'aide d'un profil distinct. Une fois cette étape achevée, le modèle est, dans cette partie, soumis à une validation plus approfondie, reposant sur plusieurs profils de validation acquis toujours en convection naturelle. Cette analyse approfondie permet de vérifier la robustesse du modèle dans des conditions similaires à celles de son identification et d'évaluer sa capacité à généraliser au sein du même régime de refroidissement.

Par la suite, le même modèle ARX, identifié en convection naturelle, est appliqué à des profils de validation acquis en convection forcée. Cette étape vise à évaluer la capacité du modèle à conserver des performances acceptables lorsque les conditions de refroidissement évoluent de manière significative, entraînant une modification de la dynamique thermique du système.

a) Modèle SISO ARX utilisant les pertes comme entrée

Dans cette partie, nous évaluons les modèles SISO ARX dédiés à l'estimation de la température de la NTC et de la jonction, déjà étudiés précédemment à partir du profil d'identification présenté en Figure III-16. Les étapes d'identification et de calibration associées à ces modèles sont rappelées en Figure III-23. Les modèles ARX extraits sont ensuite évalués sur quatre profils de validation supplémentaires en convection naturelle (Figure III-24), puis sur quatre profils de validation en convection forcée (Figure III-25). Ces profils de validation ont été définis afin de tester le modèle sur plusieurs niveaux de température, en ajustant les points de fonctionnement du système, et en couvrant à la fois les régimes transitoire et stationnaire.

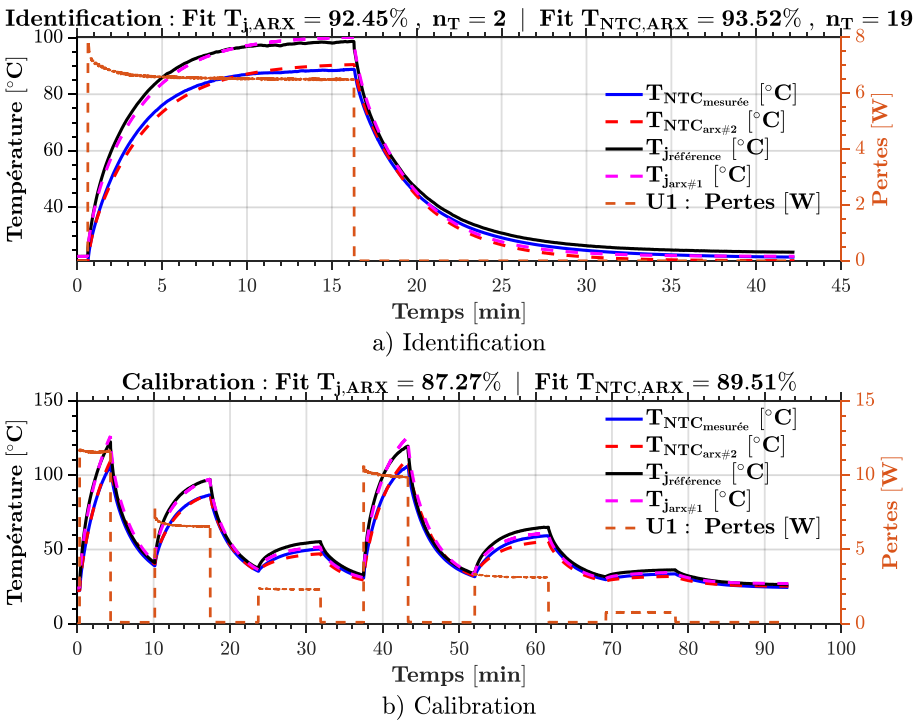


Figure III-23 SISO ARX en convection naturelle utilisant les pertes comme entrée

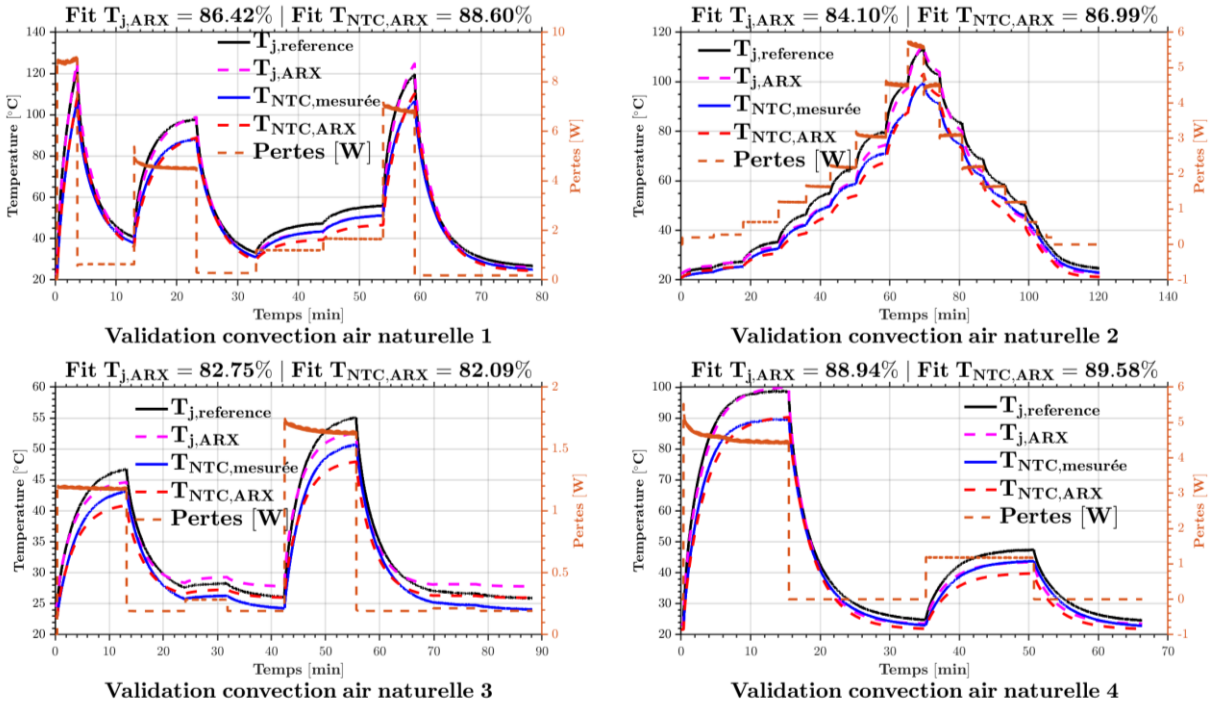


Figure III-24 Validation, sous différentes conditions de convection naturelle, du modèle ARX identifié en convection naturelle avec les pertes comme entrée

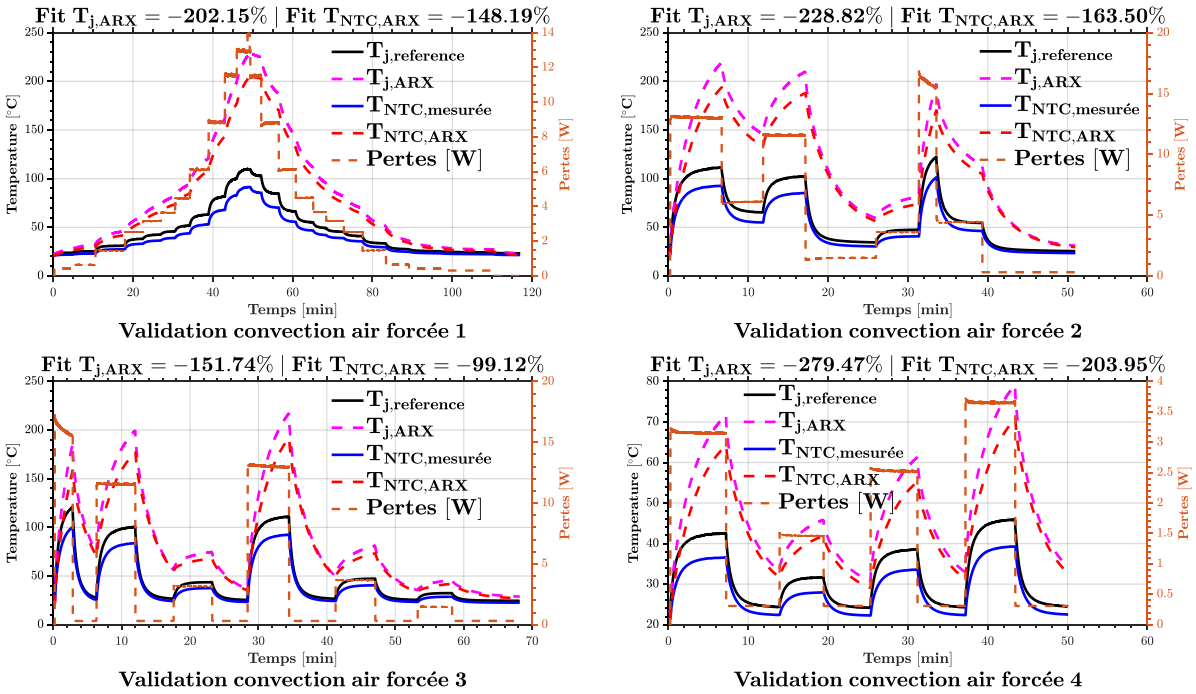


Figure III-25 Validation, sous différentes conditions de convection forcée, du modèle ARX identifié en convection naturelle avec les pertes comme entrée

Les résultats obtenus en convection naturelle (Figure III-24) montrent que les modèles ARX conservent des performances globalement similaires à ceux de la calibration. Le cas le moins favorable correspond à la validation 3, qui explore des niveaux de température plus faibles par rapport à l'identification, néanmoins, les performances restent acceptables, avec un ajustement supérieur à 82 % et une erreur maximale inférieure à 3 °C. De manière plus générale, la validation 2, basée sur un profil en forme d'escalier, offre une vision particulièrement représentative du comportement du modèle, car elle sollicite successivement la quasi-totalité des points de fonctionnement ainsi que leurs phases transitoires. Les résultats associés sont satisfaisants, avec un ajustement de 84,1 % pour la jonction et de 86,99 % pour la NTC.

En revanche, lorsque les modèles sont appliqués aux profils de validation en convection forcée (Figure III-25), ils se révèlent incapables de reproduire l'évolution des températures de la jonction et de la NTC, en les surestimant très fortement. Ce comportement est attendu, dans la mesure où l'utilisation des pertes dissipées comme unique entrée ne fournit aucune information sur le changement du système de refroidissement, ni sur la variation du coefficient de convection h_{conv}. Les modèles ARX identifiés dans ce cas restent donc valides uniquement dans les conditions thermiques correspondant à leur identification, à savoir la convection naturelle dans l'air.

b) Modèle SISO ARX utilisant un thermocouple comme entrée

Comme montré précédemment, l'utilisation des pertes dissipées comme unique entrée du modèle ARX s'est révélée insuffisante pour garantir une robustesse satisfaisante lors du passage à la convection forcée. Afin de lever cette limitation, nous utilisons désormais un thermocouple comme entrée du modèle. Dans un premier temps, on choisit le thermocouple le plus proche de la puce étudiée (Figure III-26 6). Ce choix est réalisé de manière manuelle dans l'objectif d'obtenir le meilleur ajustement possible de la température de jonction, qui constitue la variable la plus importante à suivre, tout en conservant un bon ajustement pour la température mesurée par la NTC. Une optimisation de cette entrée sera étudiée plus en détails au chapitre suivant.

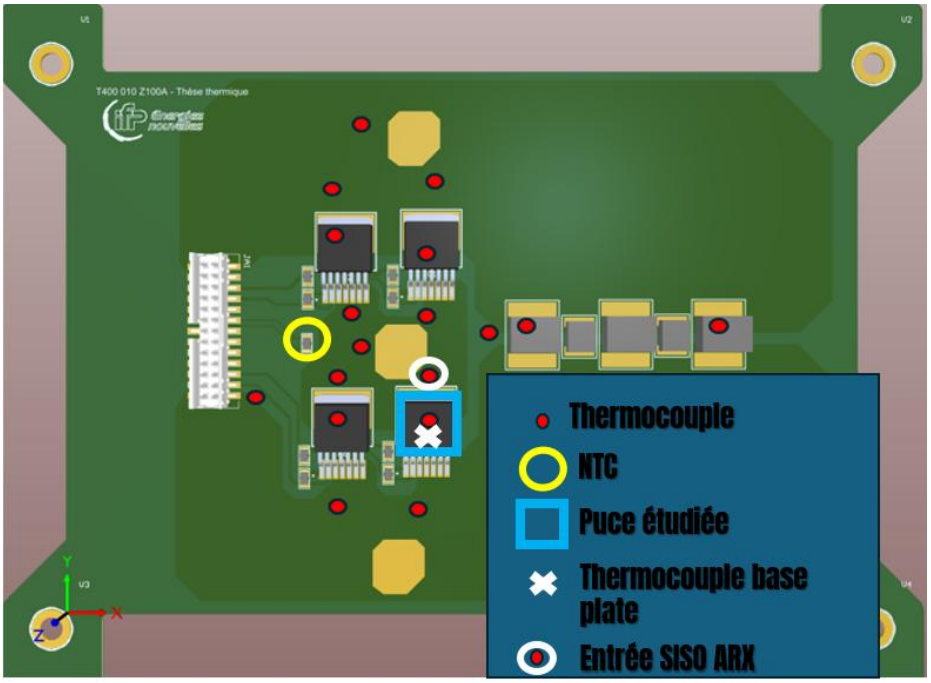


Figure III-26 Représentation de l'emplacement du thermocouple utilisé comme entrée pour le modèle ARX vis-à-vis des sorties simulées

Les modèles ARX sont toujours identifiés en convection naturelle (Figure III-27), puis validés successivement en convection naturelle (Figure III-28) et en convection forcée (Figure III-29).

Dès la phase d'identification, on observe une amélioration significative des performances par rapport au cas utilisant les pertes comme entrée. L'ajustement dépasse désormais 96 % en identification. Lors de la phase de calibration/validation, les performances atteignent 92,79 % pour la NTC et 97,51 % pour la jonction, contre respectivement 89,5 % et 87,27 % lorsque les pertes

étaient utilisées comme entrée. Ces résultats montrent clairement l'apport du thermocouple pour la reconstruction des températures d'intérêt.

En validation sous convection naturelle (Figure III-28), les performances deviennent très élevées et homogènes, avec des ajustements moyens supérieurs à 95 %. En particulier, la validation qui posait problème dans le cas du modèle utilisant les pertes en raison des faibles niveaux de température, est désormais très bien reconstruite, avec un ajustement supérieur à 95 %, contre environ 82 % précédemment.

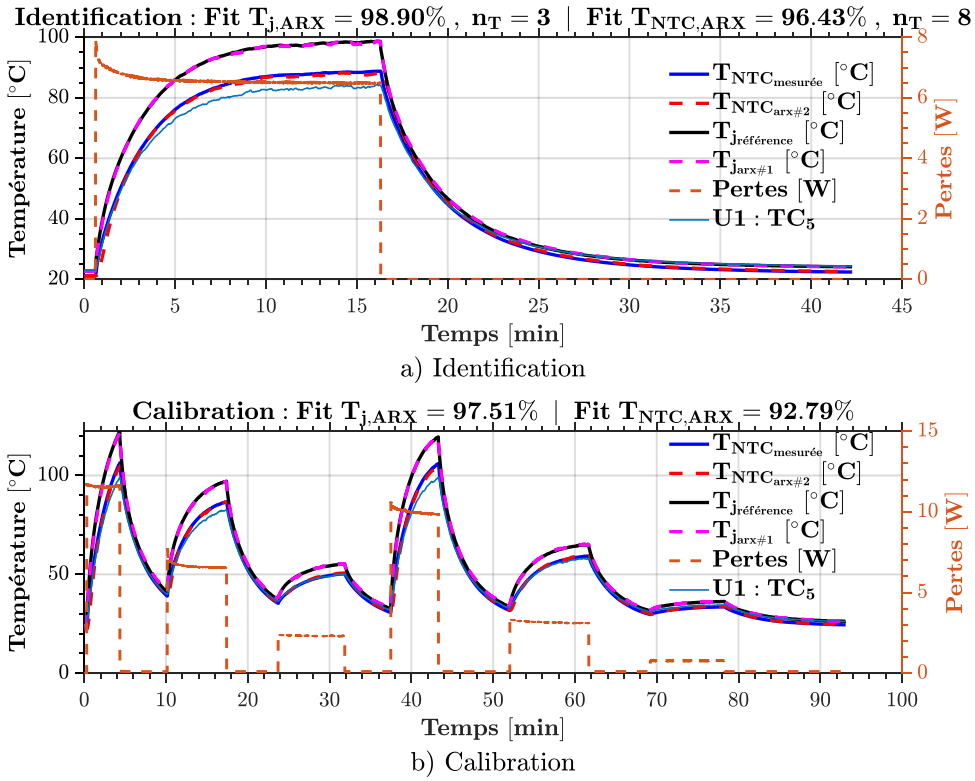


Figure III-27 SISO ARX en convection naturelle utilisant un thermocouple comme entrée

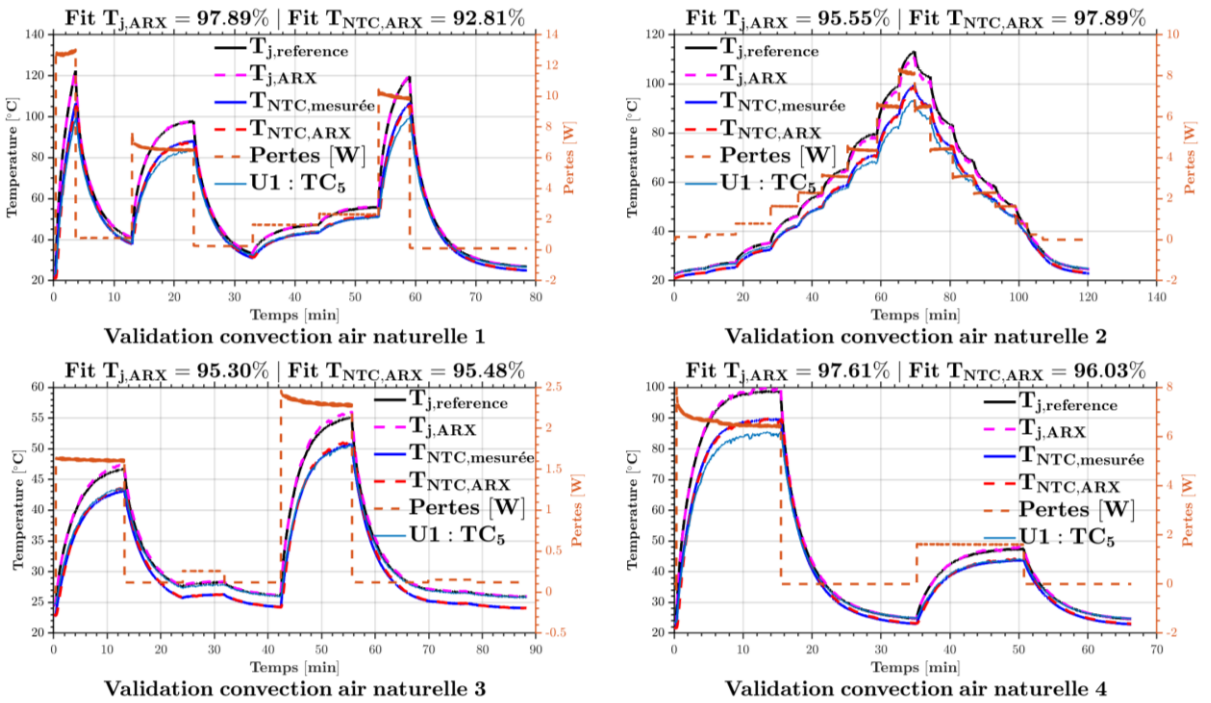


Figure III-28 Validation, sous différentes conditions de convection naturelle, du modèle ARX identifié en convection naturelle avec un thermocouple comme entrée

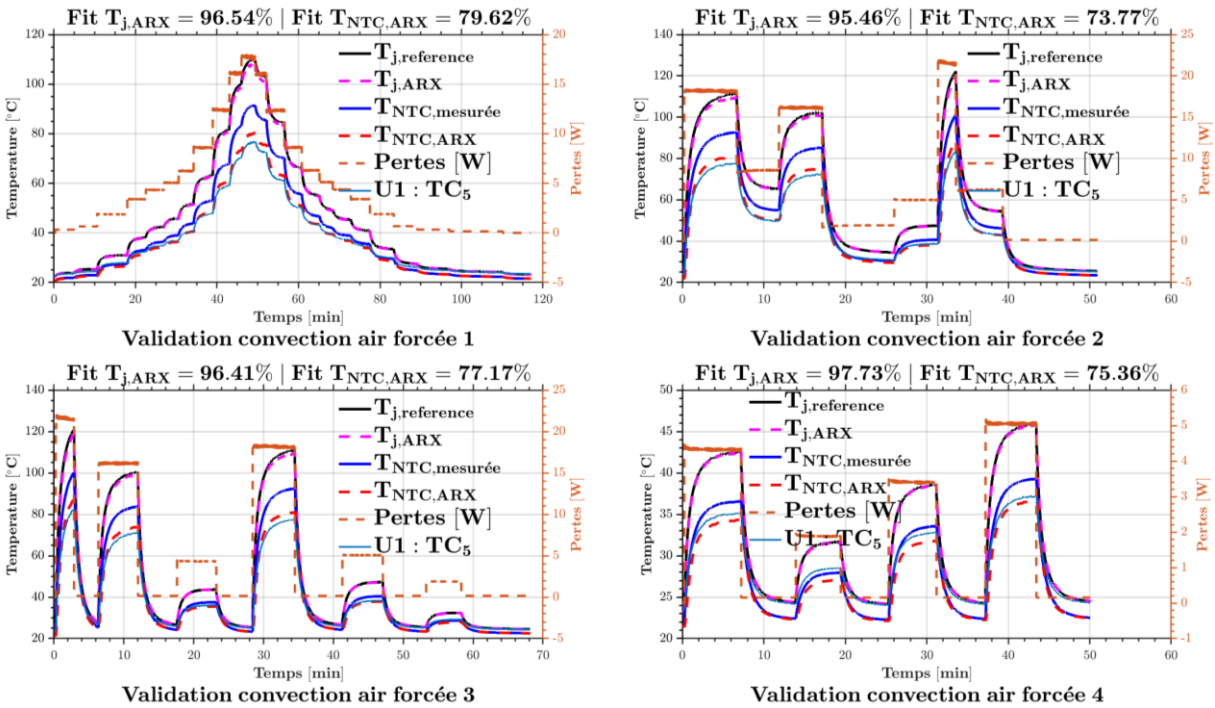


Figure III-29 Validation, sous différentes conditions de convection forcée, du modèle ARX identifié en convection naturelle avec un thermocouple comme entrée

Lors du passage à la convection forcée (Figure III-29), l'amélioration est encore plus marquée pour l'estimation de la température de jonction. Le modèle ARX basé sur le thermocouple atteint un ajustement (fit) moyen supérieur à 96 %, alors que le modèle utilisant uniquement les pertes était incapable de reproduire la température. Cette amélioration s'explique par le fait que le thermocouple capte directement l'état thermique réel de la carte, intégrant implicitement les effets du changement de régime de refroidissement et les non-linéarités associées, que le modèle linéaire ARX seul ne peut pas représenter lorsqu'il n'est excité que par les pertes.

Le modèle ARX dédié à la NTC est également nettement amélioré, passant d'un comportement non exploitable à un modèle atteignant un ajustement moyen d'environ 75 % en convection forcée. Néanmoins, ses performances restent inférieures à celles obtenues pour la jonction. Cette différence s'explique par la nature particulièrement contraignante de la convection forcée pour l'évaluation de la robustesse d'un modèle. Contrairement à des systèmes de refroidissement plus homogènes (plaque froide ou immersion), la convection forcée génère des coefficients de convection locaux fortement non uniformes. Dans notre configuration, les ventilateurs étant positionnés en face de la carte, certaines zones sont beaucoup plus refroidies que d'autres.

En outre, le thermocouple choisi comme entrée est spatialement éloigné de la NTC et ne capte pas les variations locales du coefficient de convection dans la zone où celle-ci est située (qui est potentiellement plus fortement refroidie). Cette configuration conduit à une sous-estimation de la température NTC par le modèle ARX en convection forcée.

Ces résultats soulignent que le choix des entrées du modèle ARX est un élément clé de la robustesse. L'utilisation d'un thermocouple apporte une information essentielle sur l'état thermique global du système et permet de franchir un changement de régime de refroidissement, mais son positionnement doit être soigneusement choisi en fonction de la grandeur thermique à reconstruire.

III.6 Conclusion

Ce chapitre avait pour objectif de répondre aux limites mises en évidence dans les chapitres précédents concernant les modèles thermiques classiques. Bien que les modèles RC (Foster ou Cauer) constituent des outils efficaces pour la conception et l'analyse thermique, leur utilisation dans des conditions réelles reste contrainte par plusieurs facteurs : dépendance à des paramètres thermo physiques parfois difficiles à obtenir auprès des fabricants, difficulté à intégrer les imperfections du système réel (défauts d'assemblage, sources de chaleur secondaires), et surtout inaccessibilité de certaines températures de référence, telle que la température de la semelle du PCB,

dans de nombreuses configurations industrielles (plaque froide, dissipateur, systèmes embarqués encapsulés).

Dans ce contexte, les modèles ARX étudiés dans ce chapitre constituent une approche alternative pertinente, reposant exclusivement sur l'exploitation de signaux mesurables. Les résultats obtenus montrent que les modèles SISO ARX sont capables de reconstruire avec une bonne précision non seulement la température de semelle de la puce et donc estimer la jonction en utilisant le RC hybride, mais également des températures situées sur la carte électronique, comme celles mesurées par des capteurs NTC. Ces points sont rarement pris en compte dans des modèles RC dédiés, alors même qu'ils sont critiques pour la supervision et la fiabilité des systèmes d'électronique de puissance.

Un apport majeur de ce chapitre concerne la reconstruction de températures inaccessibles, en particulier celle de la semelle du PCB. En combinant un modèle ARX et un modèle RC hybride, il devient possible d'estimer la température de jonction dans des configurations où la mesure directe est impossible, avec des niveaux d'ajustement élevés et des performances supérieures à celles obtenues avec un modèle RC seul.

Les résultats mettent également en évidence le rôle déterminant du choix des entrées du modèle ARX. Lorsque seules les pertes dissipées sont utilisées comme entrée, le modèle reste valide dans les conditions de convection naturelle correspondant à son identification, mais perd rapidement en robustesse dès que les conditions de refroidissement évoluent. À l'inverse, l'introduction d'une mesure de température locale via un thermocouple apporte une information directe sur l'état thermique réel du système. Cette approche dite approche informée par les capteurs *(sensor-informed)* permet d'intégrer implicitement les effets liés aux changements de régime thermique et aux non-linéarités associées, améliorant significativement la robustesse du modèle linéaire, notamment lors du passage à la convection forcée.

Ces observations montrent que l'utilisation de mesures de température comme entrées du modèle ARX constitue une piste particulièrement prometteuse pour la conception de capteurs virtuels robustes. Dans ce contexte, l'extension vers des structures MISO ARX, intégrant plusieurs entrées thermiques judicieusement choisies, apparaît comme une évolution naturelle. Cette extension, ainsi que la problématique du choix optimisé des entrées, feront l'objet du chapitre suivant. Celui-ci explorera l'apport des modèles MISO ARX et leur capacité à améliorer encore la

précision et la robustesse des estimations thermiques, notamment dans des conditions de refroidissement plus complexes que celles étudiées ici sous air.

CHAPITRE IV: MODELES MISO ARX OPTIMISES POUR LES CAS D'APPLICATION EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE.

IV.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, les modèles ARX SISO ont démontré leur capacité à reconstruire certaines températures d'intérêt à partir de signaux mesurables, constituant ainsi une première étape vers la mise en place de capteurs virtuels thermiques appliqués aux systèmes d'électronique de puissance. Toutefois, ces résultats ont également révélé plusieurs limites, notamment la dépendance au choix de l'entrée utilisée et la dégradation des performances lorsque les conditions de refroidissement évoluent. Ces observations mettent en évidence la nécessité d'exploiter davantage l'information issue de plusieurs mesures simultanées, afin d'améliorer à la fois la précision et la robustesse du modèle.

Dans ce contexte, ce chapitre est consacré à l'étude de modèles ARX MISO (Multiple-Input Single-Output), permettant de combiner plusieurs entrées issues de capteurs et de signaux mesurables pour la reconstruction d'une température cible. L'objectif principal n'est pas d'optimiser les paramètres internes du modèle, ceux-ci ayant déjà été déterminés automatiquement par l'algorithme d'identification présenté au chapitre précédent, mais plutôt de déterminer les entrées devant être utilisées avec un algorithme d'optimisation et les conditions expérimentales dans lesquelles le modèle doit être extrait afin d'obtenir les meilleures performances. A cet égard, une évaluation comparative est mise en place à partir des jeux de mesures disponibles. Différentes combinaisons d'entrées et différents scénarios d'identification sont testés, puis analysés en termes de précision, de stabilité et de capacité de généralisation. L'objectif est d'identifier la configuration conduisant au modèle ARX optimal au sens applicatif, c'est-à-dire le plus précis et le plus robuste dans des contextes thermiques variés.

La robustesse des modèles MISO-ARX est étudiée à travers plusieurs régimes de refroidissement représentatifs d'applications, incluant la convection naturelle dans l'air, la convection forcée dans l'air ainsi que des conditions d'immersion, en régime naturel et forcé. Ces essais permettent d'analyser dans quelle mesure les performances du modèle sont conservées lorsque les conditions thermiques et le comportement du système évoluent.

Enfin, ce chapitre se conclut par l'implémentation et la validation expérimentale d'un capteur virtuel, basé sur un modèle SISO et MISO ARX, afin de confirmer son applicabilité dans un contexte opérationnel réel.

IV.2 Essaim particulaire (Particle Swarm Optimization) PSO

Comme évoqué précédemment, la construction d'un modèle MISO-ARX nécessite au préalable de sélectionner de manière pertinente les entrées utilisées pour simuler la température cible. Or, dans notre cas d'étude, le système comporte un grand nombre de signaux potentiellement exploitables : dix-huit thermocouples répartis sur le PCB, la NTC et la puissance dissipée P. Tester exhaustivement toutes les combinaisons possibles d'entrées devient rapidement irréaliste lorsque le nombre d'entrées du modèle augmente. Par exemple, pour un modèle MISO ARX à quatre entrées, le nombre total de combinaisons possibles atteint 8855 si l'on autorise la répétition d'une même entrée au sein du vecteur d'entrée, et 4845 si l'on ne considère que des entrées distinctes.

L'algorithme Particle Swarm Optimization (PSO) appartient à la famille des méthodes d'optimisation stochastiques adaptées aux problèmes non linéaires. Il a été introduit en 1995 par J. Kennedy et R. Eberhart [99], [100], qui se sont inspirés des mécanismes d'organisation observés dans les groupes d'animaux se déplaçant collectivement, tels que les bancs de poissons ou les vols d'oiseaux.

Les premières idées ayant conduit au développement du PSO proviennent de travaux de simulation du comportement collectif, notamment ceux menés par Reynolds [101], Heppner et Grenander [102]. Ces études ont mis en évidence la capacité d'individus autonomes à coordonner leurs trajectoires, à maintenir des distances adaptées entre eux et à adopter des mouvements globaux cohérents à partir d'interactions locales. Elles ont également montré que les comportements de coopération et d'imitation jouent un rôle déterminant dans la recherche de ressources dispersées dans l'environnement.

Dans ce type de dynamique sociale, chaque individu agit en fonction de deux influences principales : sa propre expérience passée, et l'information extraite de son voisinage. En combinant ces deux sources d'information, le groupe tend progressivement à se diriger vers des zones de l'espace de recherche présentant un intérêt particulier, ce qui constitue le principe fondamental du PSO.

IV.2.1 Principe général de la méthode

Dans un PSO, la solution du problème est recherchée au moyen d'un ensemble d'agents appelés particules. Celles-ci sont initialement réparties de manière aléatoire dans l'espace de recherche et chacune représente une solution candidate. Au cours de l'optimisation, chaque particule mémorise la meilleure solution qu'elle a elle-même rencontrée (best personal position), ainsi que la meilleure solution identifiée par l'ensemble du groupe ou par son voisinage (best global or local position).

À partir de ces informations, la particule ajuste progressivement sa trajectoire en combinant : une tendance à revenir vers sa meilleure position personnelle, et un mouvement d'attraction vers la meilleure position collective observée. Ce mécanisme conduit les particules à explorer l'espace tout en se regroupant progressivement autour d'une solution optimale [103].

IV.2.2 Mise en œuvre

IV.2.2.1 Création de la population initiale

La première étape consiste à générer la population initiale de particules. Le nombre d'individus à utiliser n'est pas fixé par une règle universelle : il dépend du compromis entre la taille de l'espace de recherche, le temps de calcul disponible et la complexité du problème étudié. Dans la pratique, plusieurs essais préliminaires permettent d'identifier une taille de population adaptée. Chaque particule est alors créée en tirant aléatoirement une position admissible dans l'espace de recherche. Cet ensemble constitue l'état initial du nuage de particules, à partir duquel le processus d'optimisation évoluera au fil des itérations [103].

IV.2.2.2 Mise en forme du problème dans le cadre du modèle MISO-ARX

Dans notre application, l'algorithme PSO est utilisé pour sélectionner la meilleure combinaison d'entrées parmi l'ensemble des capteurs disponibles afin de construire un modèle MISO ARX robuste. Chaque particule représente donc un candidat de combinaison d'entrées pour le modèle ARX. Une particule encode, par exemple, l'indice des entrées sélectionnées parmi : 18 thermocouples sur la carte, la NTC et la puissance dissipée P.

Dans le cas d'un modèle MISO ARX à 4 entrées, chaque particule correspond à une configuration du type :$\{u_{r_1}, u_{r_2}, u_{r_3}, u_{r_4}\}$ où chaque u_{r_i} est choisi parmi les 20 signaux mesurables. L'algorithme PSO est volontairement autorisé à sélectionner plusieurs fois une même entrée au sein d'une combinaison, ce qui constitue une caractéristique notable de la stratégie adoptée. Ce choix

n'est pas arbitraire : il permet en réalité à l'algorithme de décider, de manière implicite, si un modèle plus simple (par exemple SISO) est préférable à un modèle MISO utilisant plusieurs mesures distinctes. Ainsi, si le PSO converge vers une combinaison comprenant quatre fois la même entrée (par exemple uniquement P), cela signifie que, du point de vue du critère de performance, un modèle SISO basé sur cette entrée est jugé plus pertinent qu'un modèle MISO réellement multi-capteurs.

IV.2.2.3 Fonction objectif — sélection guidée par l'ajustement de calibration

La stratégie repose sur un critère orienté généralisation. Pour chaque combinaison d'entrées proposée par une particule, le modèle ARX est identifié sur le profil d'identification et est ensuite simulé sur un profil de calibration indépendant. La fonction objectif correspond à l'ajustement (fit) de calibration :

$$F_{obj} = \text{fit}\left(y_{m,cal'}\, y_{s,cal}\right) \qquad \textbf{IV-1}$$

Le profil de calibration étant différent du profil d'identification, il permet d'évaluer la capacité du modèle à se généraliser, et évite de sélectionner des modèles surajustés. Ainsi, la particule la plus performante correspond à la combinaison d'entrées offrant le meilleur compromis robustesse / précision.

IV.2.2.4 Mise à jour des particules (régénération PSO)

Le déplacement des particules dans l'espace des combinaisons d'entrées suit le principe classique du PSO. À chaque itération, la vitesse $\vec{v}_i^{\,t}$ et la position $\vec{x}_i^{\,t}$ d'une particule sont mises à jour selon :

$$\vec{v}_i^{\,t+1} = w\vec{v}_i^{\,t} + c_1 r_1(\vec{p}_i^{\,t} - \vec{x}_i^{\,t}) + c_2 r_2(\vec{g}^{\,t} - \vec{x}_i^{\,t}) \qquad \textbf{IV-2}$$

$$\vec{x}_i^{\,t+1} = \vec{x}_i^{\,t} + \vec{v}_i^{\,t+1}$$

où w est le coefficient d'inertie, $\vec{p}_i^{\,t}$ est la meilleure configuration trouvée par la particule i, $\vec{g}^{\,t}$ est la meilleure configuration trouvée au sein de l'essaim, c_1 et c_2 pondèrent respectivement l'apprentissage individuel et collectif, r_1 et r_2 sont des variables aléatoires à valeur dans $[0; 1]$.

La topologie de voisinage choisie va définir le réseau de communication de chaque particule. Pour cela on a choisi une topologie en anneau signifiant que chaque individu est relié à n particules.

Ceci correspond à l'une des configurations les plus utilisées pour éviter l'attraction par un optimum local.

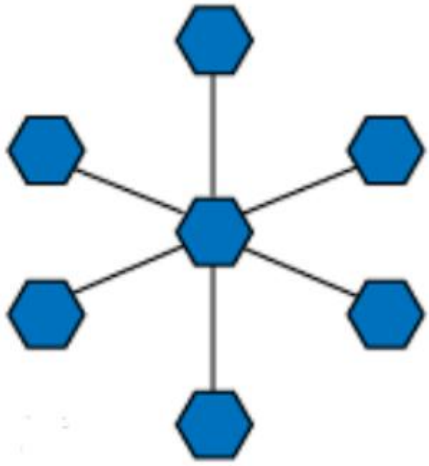


Figure IV-1 Topologie en anneau [103].

IV.2.2.5 Critères d'arrêt

L'algorithme s'arrête lorsque le nombre maximal d'itérations est atteint, ou bien si aucune amélioration de l'ajustement de calibration n'est observée. La solution retenue correspond alors à la combinaison d'entrées optimale pour le modèle ARX.

IV.2.2.6 Espace de recherche des paramètres du modèle

Dans la phase d'optimisation des entrées par PSO, l'objectif n'est pas de rechercher immédiatement la structure ARX la plus détaillée possible, mais d'explorer efficacement l'espace des combinaisons d'entrées tout en maintenant un temps de calcul compatible avec une utilisation pratique de l'algorithme. Pour cette raison, l'espace des paramètres ARX est volontairement réduit durant cette phase d'optimisation, en limitant les ordres d'un modèle MISO ARX à 4 entrées avec : $1 < N_a \leq 2$, $1 < N_{b,r} \leq 2$, $N_{k,r} = 0$.

Pour une combinaison d'entrées donnée, cette approche conduit à un nombre fini et maîtrisé de structures ARX candidates. L'algorithme ne teste donc que les modèles compris dans cet espace restreint, ce qui permet d'identifier le modèle en une vingtaine de secondes par combinaison d'entrées, et de trouver la meilleure structure ARX associée à cette combinaison.

Cette stratégie contraste avec le cas SISO étudié au chapitre précédent, où des plages de paramètres beaucoup plus larges étaient explorées ($1 < N_a \leq 10$, $1 < N_b \leq 10$). Dans le cadre MISO, étendre directement ces bornes à des valeurs similaires conduirait à une profusion du nombre de modèles testés pour une seule combinaison d'entrées, et donc à des temps d'exécution pouvant atteindre plusieurs minutes par combinaison, rendant l'optimisation PSO globalement irréaliste (plusieurs jours).

Ainsi, la réduction temporaire de l'espace des paramètres pendant la phase PSO constitue un compromis méthodologique. Elle permet d'identifier la meilleure combinaison d'entrées avec un coût numérique maîtrisé, puis, dans un second temps, une étape d'affinage est réalisée. Dans cette étape, la combinaison d'entrées optimale retenue est réévaluée à l'aide de l'algorithme complet de sélection de modèle ARX (Chapitre III-Figure III-7), cette fois avec des bornes de paramètres élargies ($1 < N_a \leq 7$, $1 < N_{b,r} \leq 7$ $-$ ANNEXE. 2), afin d'extraire la structure finale la plus performante.

IV.2.3 Organigramme

Cette approche rend donc la méthode de sélection à la fois automatique, non biaisée et elle favorise la performance, tout en laissant à l'algorithme la possibilité de choisir implicitement la complexité effective du modèle.

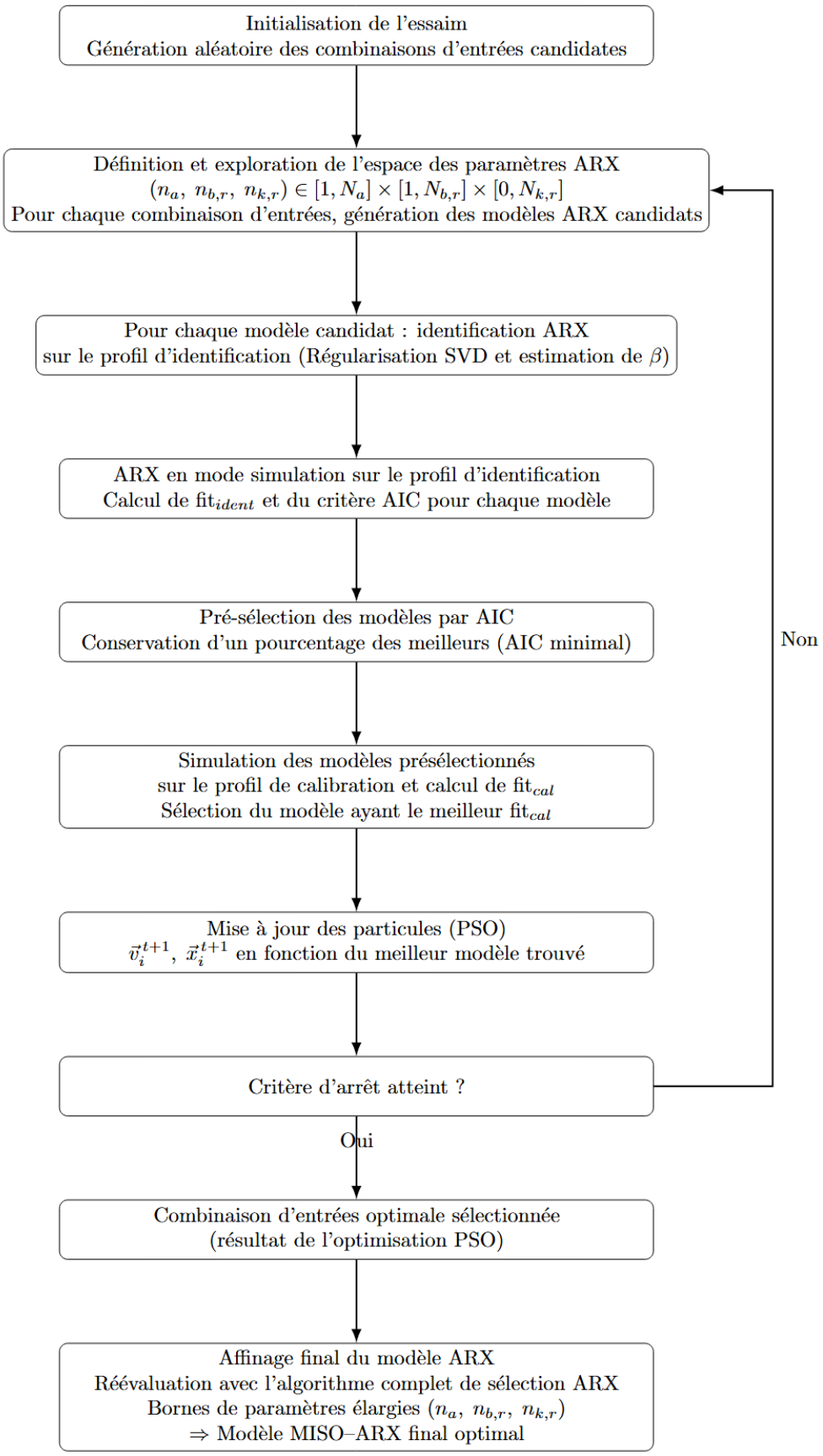


Figure IV-2 Organigramme de l'algorithme d'optimisation PSO

IV.3 Validation du modèle MISO ARX

Dans cette section, nous évaluons les performances et la robustesse de modèles MISO–ARX dont les entrées sont sélectionnées automatiquement au moyen de l'algorithme PSO. L'objectif n'est pas uniquement d'identifier un modèle performant, mais également d'analyser les tendances de sélection des entrées, d'identifier les capteurs les plus pertinents ainsi que les combinaisons d'entrées défavorables, et de déterminer les conditions d'identification menant aux meilleures performances.

Afin de simplifier l'interprétation et la comparaison des résultats, nous nous focalisons dans ce chapitre uniquement sur l'estimation de la température de jonction de référence. La modélisation de la NTC n'est pas réévaluée, dans la mesure où les essais menés au chapitre précédent ont montré que ses performances d'ajustement étaient très proches de celles obtenues pour la jonction.

Pour faciliter la lecture des résultats, la Figure IV-3 présente la numérotation (de 1 à 18) des thermocouples placés sur la carte électronique et la NTC. Cette cartographie sert de référence pour interpréter visuellement les capteurs sélectionnés par l'algorithme PSO au cours du processus d'optimisation.

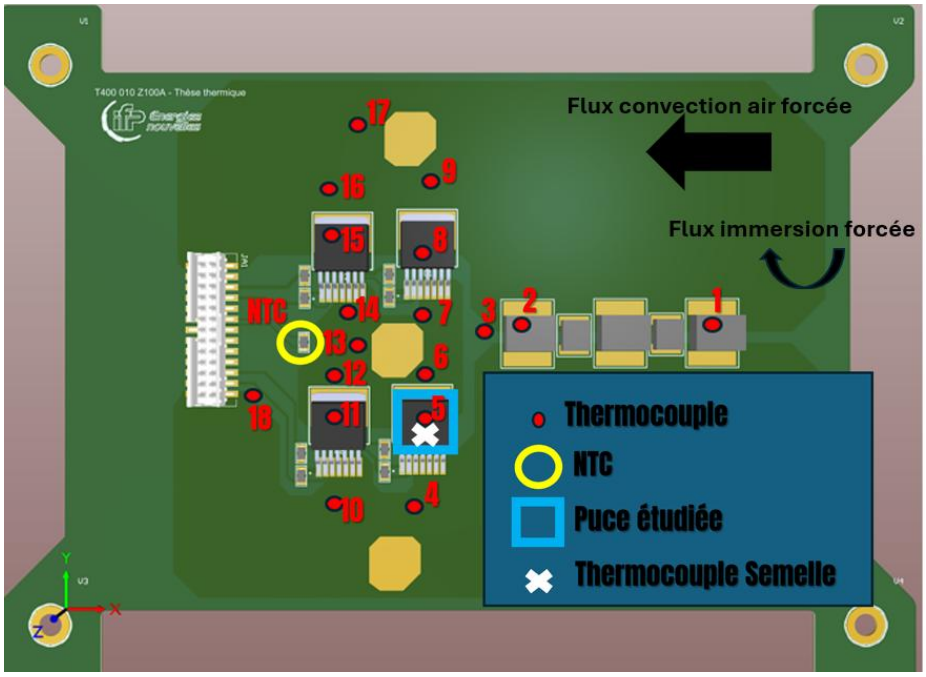


Figure IV-3 Numérotation des thermocouples placés sur la carte

Dans le cadre de cette étude, les modèles extraits correspondent à un MISO–ARX à quatre entrées. Ce choix permet de maîtriser le temps de calcul de la procédure d'optimisation.

L'algorithme PSO est implémenté sous MATLAB en mode parallèle, ce qui permet de traiter simultanément six combinaisons d'entrées grâce à l'utilisation de six cœurs CPU. Dans cette configuration, l'exploration de l'espace des combinaisons d'entrées, associée à la sélection de la structure ARX, conduit à un temps total d'optimisation d'environ 2 heures avec le principe de réduction du nombre des paramètres pour optimiser le temps de simulation. À l'inverse, une exécution séquentielle (sans parallélisation) conduirait à un temps de calcul nettement supérieur, dépassant 12 heures pour un traitement équivalent. De plus, l'utilisation d'un modèle MISO–ARX à cinq entrées augmenterait fortement la taille de l'espace de recherche et, par conséquent, le temps de simulation (au-delà de 6 heures même en parallèle), pour un gain de performance marginal sur le critère d'ajustement de l'ordre de 0.3% (ANNEXE.1).

Ainsi, la structure à 4 entrées constitue un compromis pertinent pour explorer efficacement l'espace des entrées et analyser les tendances de sélection, tout en conservant une représentativité suffisante du comportement thermique du système.

IV.3.1 Manipulation expérimentale

En complément des essais réalisés en convection naturelle dans l'air et forcée dans l'air, une seconde série d'expérimentations a été conduite dans le bac d'huile, au sein duquel la carte électronique est entièrement immergée. Cette configuration permet d'étudier le comportement thermique du système dans un environnement de refroidissement liquide, tout en conservant le même protocole de fonctionnement que pour les essais précédents.

IV.3.1.1 Immersion en convection naturelle

Dans un premier cas, le bac d'huile fonctionne en convection naturelle. L'huile reste statique et la dissipation thermique s'effectue uniquement par les mouvements de flottabilité induits par les gradients de température. Pour éviter que la carte ne remonte en surface sous l'effet des forces de poussée et ne bénéficie plus du refroidissement, celle-ci est fixée fermement sur une plaque lourde assurant un maintien mécanique stable pendant les essais (Figure IV-4).

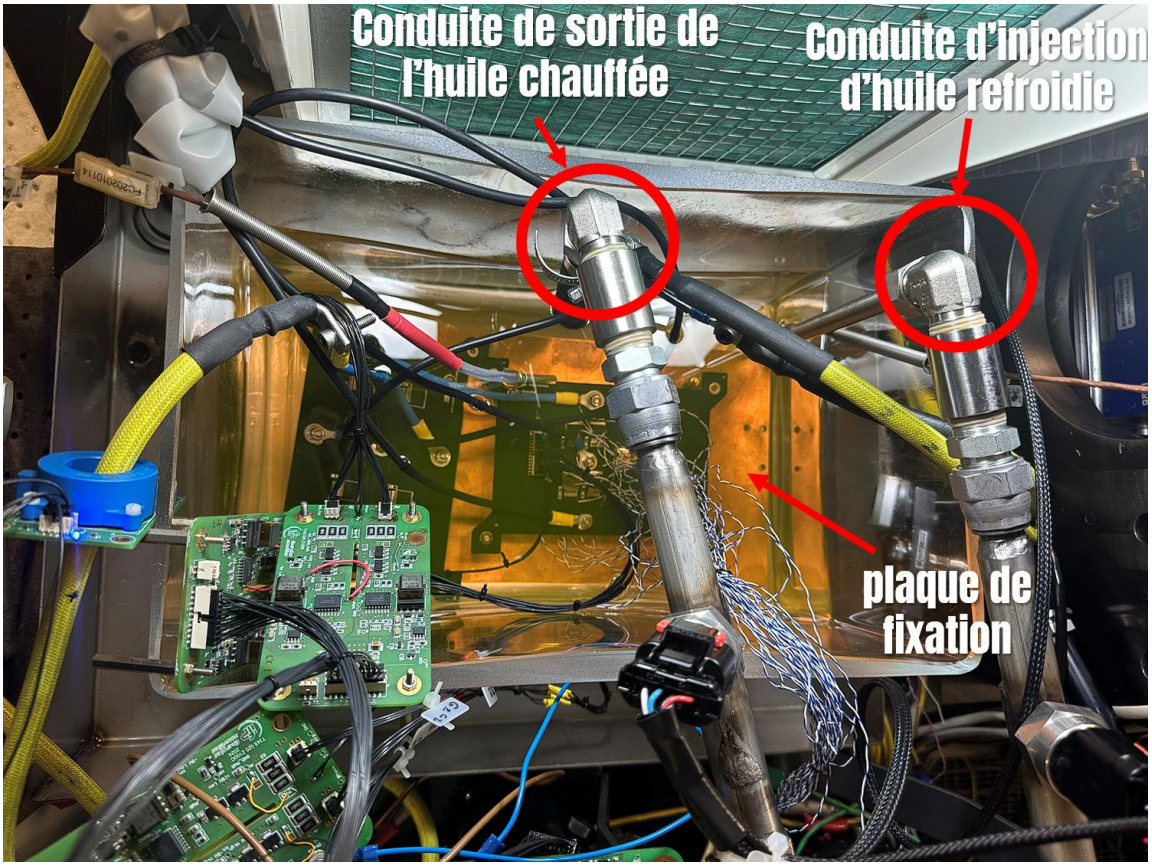


Figure IV-4 Banc expérimental en immersion (naturelle ou forcée)

IV.3.1.2 Immersion en convection forcée

Dans un second cas, la configuration est étendue à une immersion en convection forcée dans l'huile. La carte demeure immergée dans le bac d'huile, mais un système de circulation du fluide est ajouté : l'huile refroidie dont la température est régulée est injectée par une conduite, tandis que l'huile chaude est extraite par une autre (Figure IV-4). Un débit contrôlé est imposé par une pompe afin de garantir une circulation régulière du fluide dans le bac et d'homogénéiser le champ thermique autour de la carte. Cette configuration permet d'évaluer le comportement du modèle dans un contexte où la dynamique thermique du refroidissement est significativement modifiée par rapport à l'immersion naturelle, et constitue ainsi un cas d'étude exigeant en termes de robustesse.

IV.3.2 Validation du modèle MISO ARX à partir de la convection naturelle dans l'air

Dans cette section, la convection naturelle dans l'air est utilisée comme configuration de référence pour l'identification et la calibration du modèle MISO–ARX. Une fois le modèle sélectionné à partir de ces profils, il est soumis à une campagne de validation plus étendue.

Dans les prochains paragraphes, les résultats associés à cette configuration incluant l'ensemble des profils d'essais sont présentés, ce qui constitue une base de référence pour l'analyse des performances du modèle. Dans la suite du chapitre, cette logique d'analyse sera reproduite lorsque le modèle sera soumis à d'autres conditions de sélection du modèle

IV.3.2.1 Sélection de la meilleure combinaison d'entrées avec le PSO

Après exécution de l'algorithme d'optimisation PSO, en laissant libres toutes les entrées possibles parmi les 18 thermocouples, la NTC et les pertes dissipées, la combinaison d'entrées retenue pour le modèle MISO–ARX à quatre entrées est la suivante : $\{TC_9,\ TC_5,\ TC_{17},\ \text{NTC}\}$.

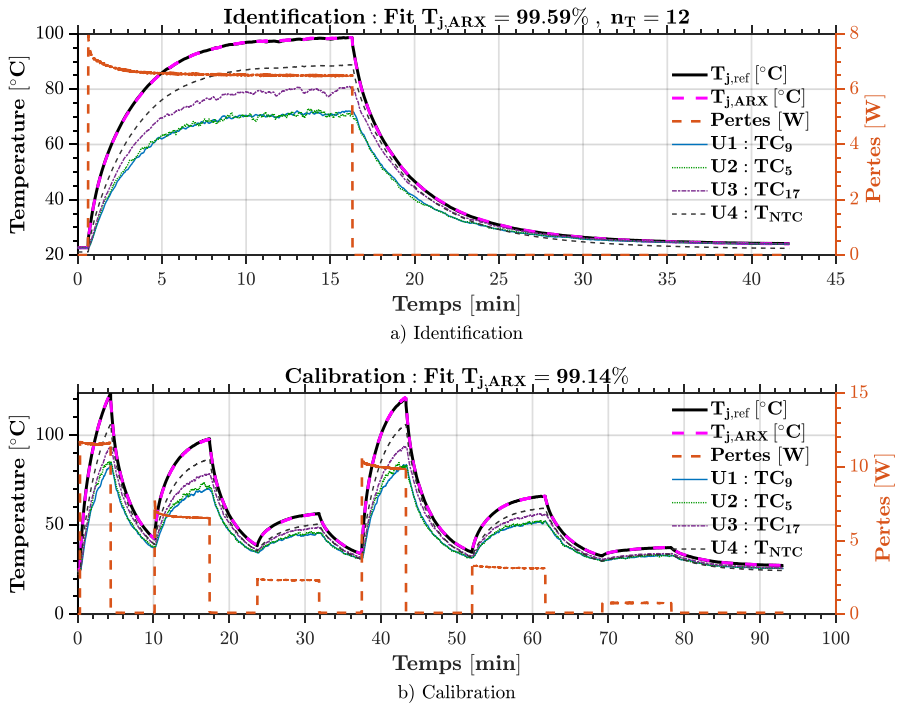


Figure IV-5 Identification et calibration du modèle I MISO-ARX en convection naturelle dans l'air (choix libre des entrées)

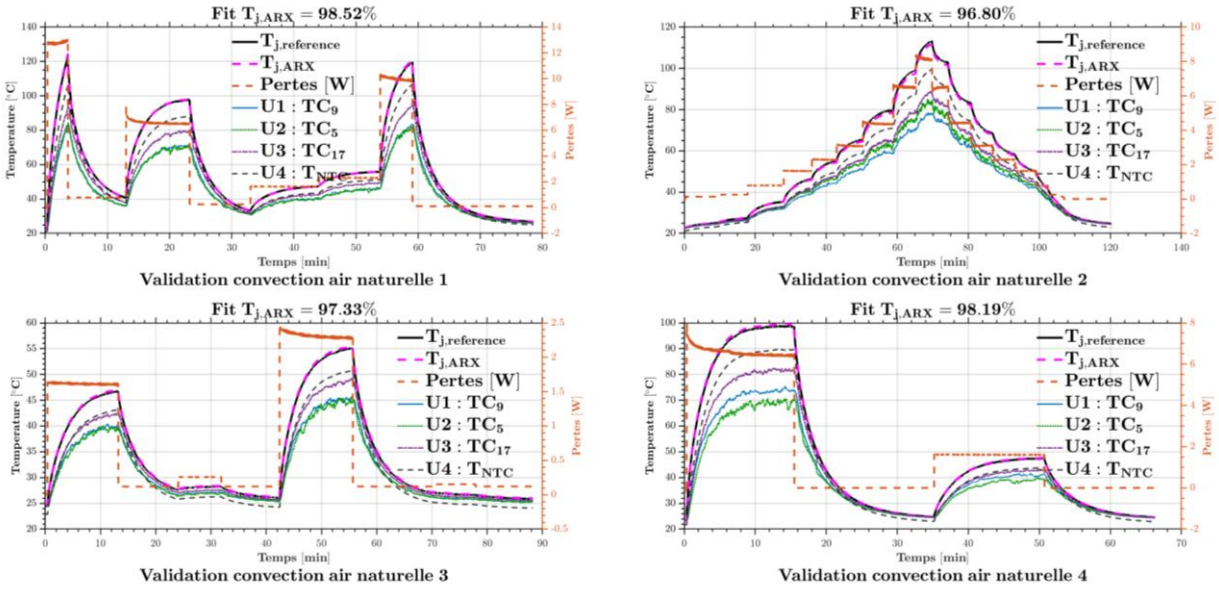


Figure IV-6 Validation du modèle I en convection naturelle dans l'air (ajustement moyen 97.71%)

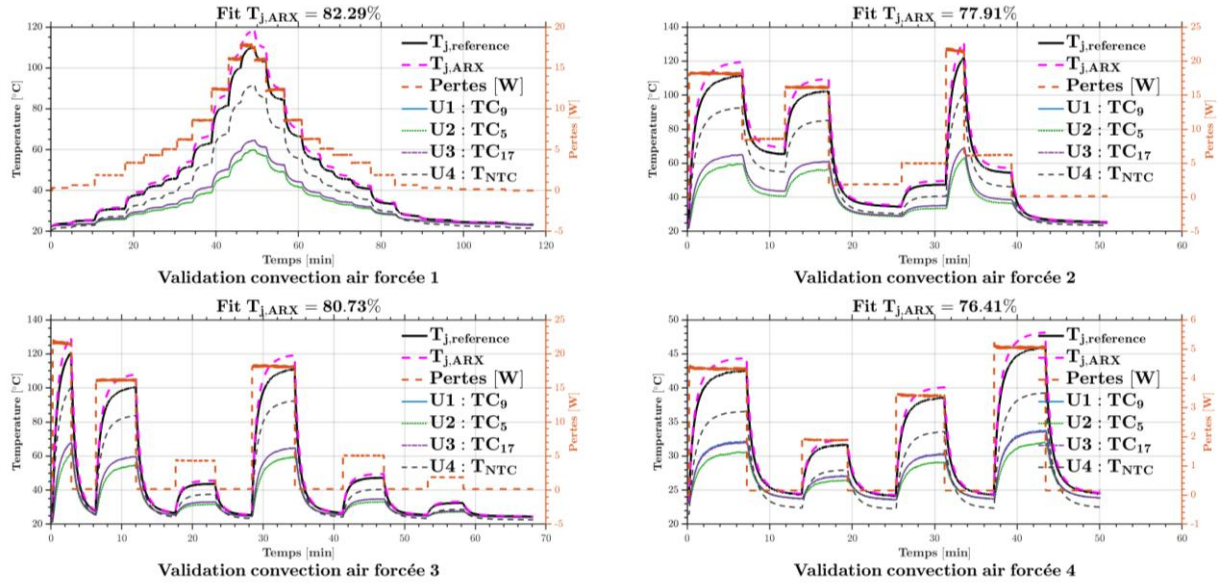


Figure IV-7 Validation du modèle I en convection forcée dans l'air (ajustement moyen 79.33%)

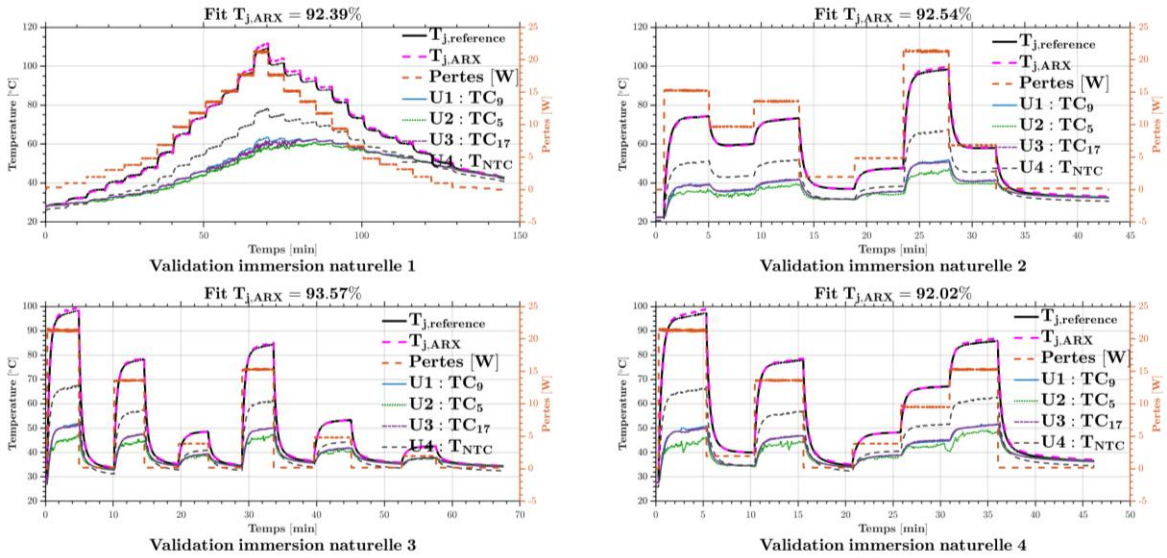


Figure IV-8 Validation du modèle I en immersion à convection naturelle dans l'huile (ajustement moyen 92.63%)

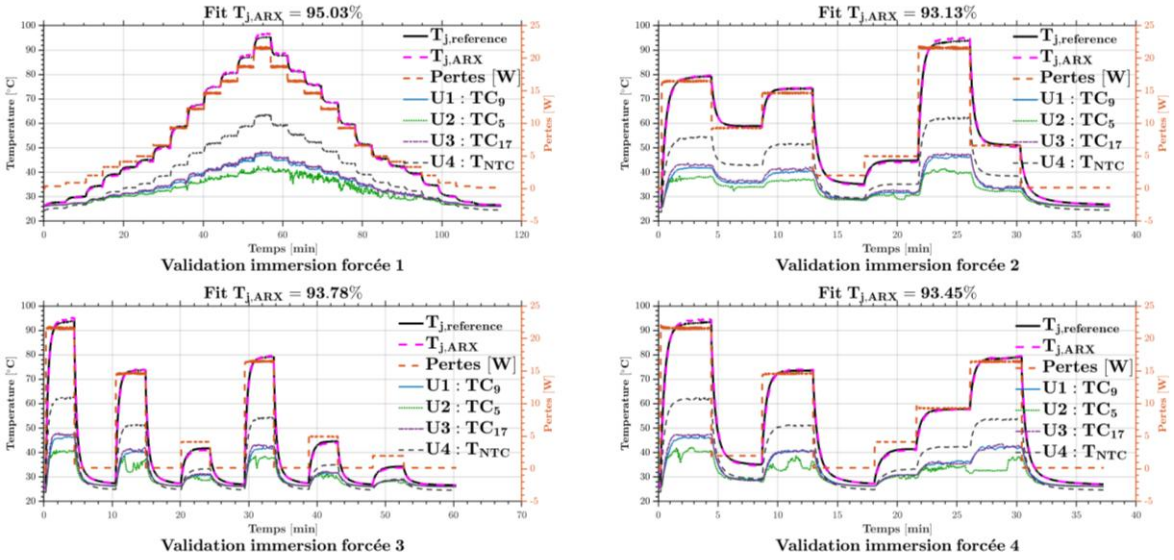


Figure IV-9 Validation du modèle I en immersion à convection forcée dans l'huile (ajustement moyen 93.85%)

Les performances du modèle MISO–ARX optimisé par PSO sont d'abord évaluées dans des conditions cohérentes avec celles utilisées lors de l'identification et de la calibration (Figure IV-5), à savoir la convection naturelle dans l'air. À titre de présentation, le modèle extrait dans ce cas est donné par l'Équation IV-3 et la structure retenue correspond aux paramètres suivants :

$n_T = 12, n_a = 2, n_{b1} = 1, n_{b2} = 3, n_{b3} = 4, n_{b4} = 2$, avec $n_{k1} = n_{k2} = n_{k4} = 0$ et $n_{k3} = 1$.

Dans ce cas, la phase de validation (Figure IV-6) met en évidence des résultats excellents sur l'ensemble des quatre profils testés, avec un ajustement moyen de 97,71 %. Le modèle parvient ainsi à reproduire avec une très grande fidélité la dynamique thermique de la jonction, tant en régime transitoire qu'en évolution quasi-stationnaire, ce qui confirme la pertinence du choix des entrées et de la structure ARX dans ce cadre.

$$\begin{aligned} T_{j_ARX}[k] = &-a_1 T_{j_ARX}[k-1] - a_2 T_{j_ARX}[k-2] + b_{11} TC_9[k] + b_{21} TC_5[k] \\ &+ b_{22} TC_5[k-1] + b_{23} TC_5[k-2] + b_{31} TC_{17}[k-1] \\ &+ b_{32} TC_{17}[k-2] + b_{33} TC_{17}[k-3] + b_{34} TC_{17}[k-4] \\ &+ b_{41} T_{NTC}[k] + b_{42} T_{NTC}[k-1] \end{aligned} \quad \textbf{IV-3}$$

Lorsque les conditions de refroidissement sont modifiées et que le modèle est appliqué à des profils de validation en convection forcée dans l'air (Figure IV-7), les performances diminuent de manière notable. L'ajustement moyen chute à 79,33 % sur les quatre profils considérés avec une erreur maximale observée inférieure à 8 °C. Cette dégradation était attendue et s'explique par un phénomène déjà mis en évidence dans le cas SISO : lors de l'optimisation par PSO, la sélection des entrées est effectuée exclusivement à partir de profils en convection naturelle dans l'air L'algorithme privilégie donc les capteurs offrant le meilleur ajustement dans un contexte où le coefficient de convection peut être considéré comme relativement homogène à l'échelle de la carte. En convection forcée dans l'air en revanche, le coefficient de transfert par convection h_{conv} devient fortement non uniforme spatialement, certaines zones étant beaucoup plus refroidies que d'autres. Dans ce contexte, un modèle robuste nécessite des entrées capables de refléter localement l'intensité du refroidissement dans la région associée à la température à prédire, ce qui n'est pas systématiquement garanti par les capteurs sélectionnés en convection naturelle.

Le passage à l'immersion naturelle (Figure IV-8) met en évidence un comportement très différent. Dans ce mode de refroidissement, le coefficient de convection h_{conv} peut être considéré comme beaucoup plus homogène à l'échelle de la carte. Malgré une difficulté intrinsèque liée à l'absence de régime thermique permanent car la température continue à augmenter progressivement du fait du réchauffement global de l'huile, le modèle MISO–ARX conserve d'excellentes performances, avec un ajustement moyen de 92,63 %. Ces résultats montrent que le modèle est

capable de capturer correctement la dynamique thermique globale, même dans un régime non stationnaire.

Des conclusions similaires sont obtenues en immersion forcée (Figure IV-9), où l'ajustement moyen atteint 93,85 % sur l'ensemble des profils. Ces performances élevées confirment à la fois la robustesse du modèle MISO–ARX et l'intérêt majeur de la sélection optimisée des entrées. À titre de comparaison, des essais préliminaires réalisés avec des choix d'entrées non optimisés par exemple l'utilisation de thermocouples éloignés de la zone d'intérêt (TC_2, TC_9, TC_{17}, TC_{19}) conduisaient à des ajustements en validation inférieurs à 30 %, rendant le modèle inexploitable (voir ANNEXE.3).

IV.3.2.2 Effet des pertes sur la robustesse du modèle MISO ARX

Un point particulièrement remarquable est que, pour les résultats précédents, l'algorithme PSO sélectionne exclusivement des mesures thermiques (thermocouples et NTC) comme entrées du modèle, sans inclure les pertes. Afin d'évaluer l'impact de ce choix, des essais complémentaires ont été réalisés en forçant l'inclusion des pertes, en remplaçant par exemple le thermocouple TC_9 par la variable « pertes P», conduisant à la combinaison suivante : $\{Pertes, TC_5, TC_{17},$ NTC$\}$ ($n_a = 2$, $n_{b1} = 1$, $n_{b2} = 2$, $n_{b3} = 1$, $n_{b4} = 2$, avec $n_{k1} = n_{k2} = n_{k4} = 0$, $n_{k3} = 1$). Les résultats correspondants sont présentés dans les figures suivantes.

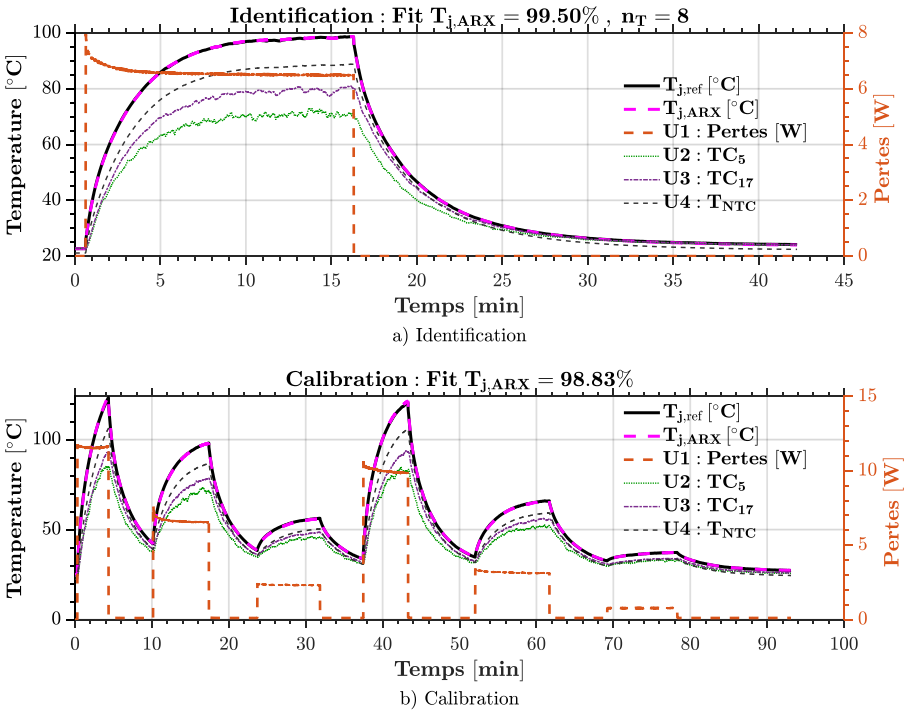


Figure IV-10 Identification et calibration du modèle II MISO-ARX en convection naturelle dans l'air (Effet des pertes sur un modèle MISO-ARX)

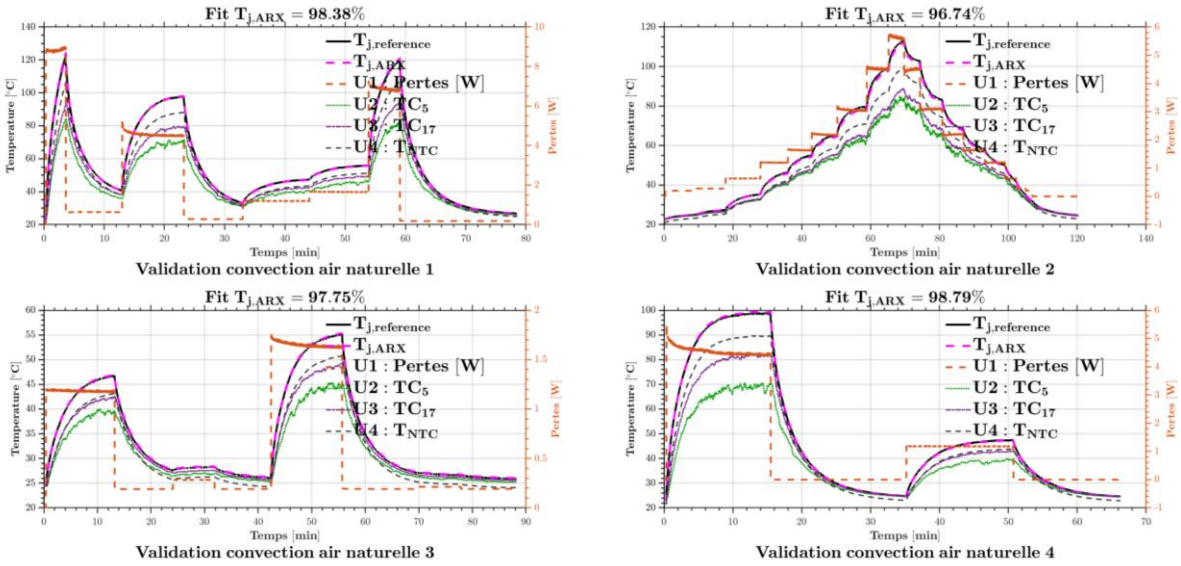


Figure IV-11 Validation du modèle II en convection naturelle dans l'air (ajustement moyen 97.92%)

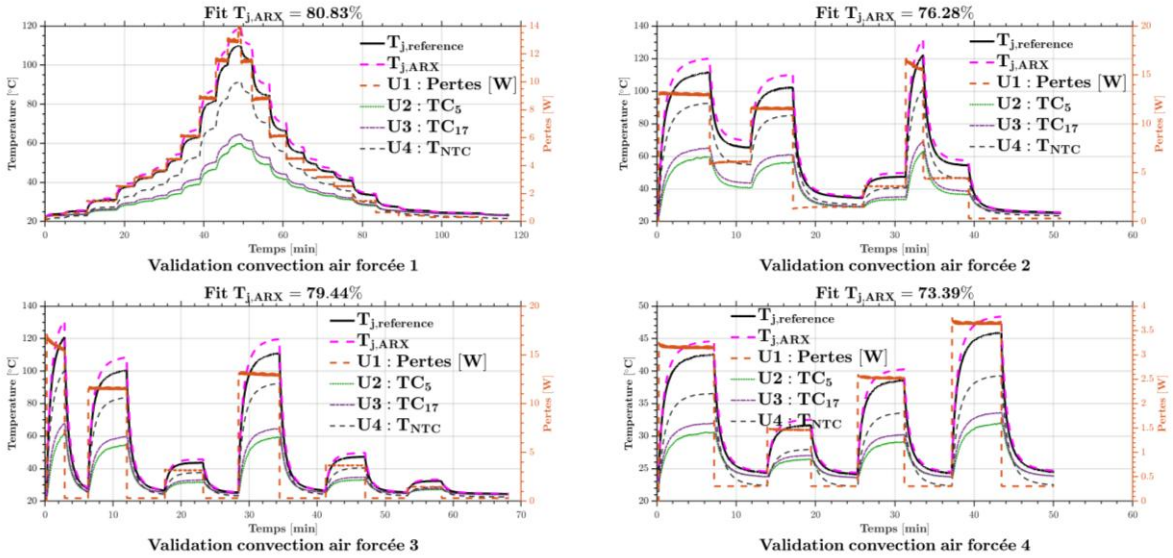


Figure IV-12 Validation du modèle II en convection forcée dans l'air (ajustement moyen 77.49%)

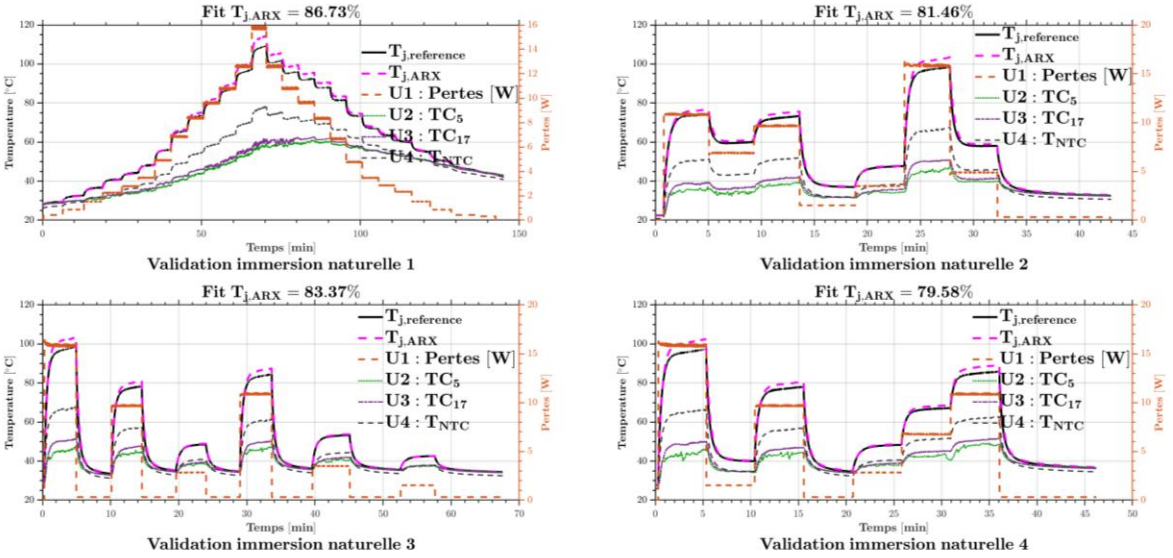


Figure IV-13 Validation du modèle II en immersion à convection naturelle dans l'huile (ajustement moyen 82.78%)

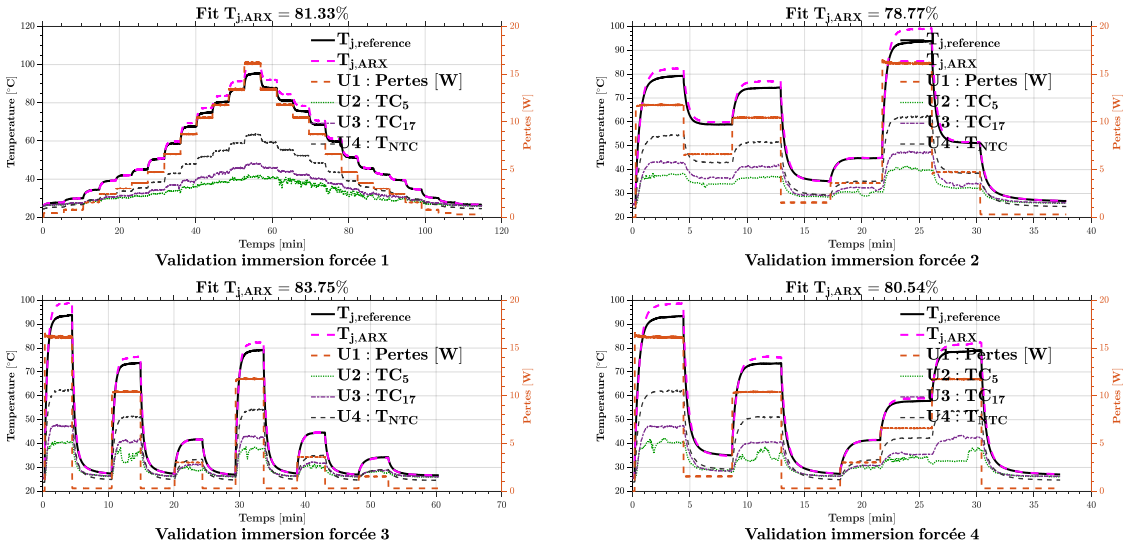


Figure IV-14 Validation du modèle II en immersion à convection forcée dans l'huile (ajustement moyen 81.10%)

Dans ce cas, les performances en identification et en calibration (Figure IV-10) restent globalement similaires à celles obtenues avec des entrées purement thermiques. En validation sous convection naturelle dans l'air (Figure IV-11), l'ajustement moyen demeure excellent, atteignant 97,92 %, très proche du cas sans pertes. En convection forcée dans l'air (Figure IV-12), l'ajustement est légèrement dégradé, passant de 79,61 % à 77,49 %, ce qui reste du même ordre de grandeur.

En revanche, l'impact de l'inclusion des pertes devient très significatif en immersion naturelle et forcée. Dans ces configurations, l'ajustement moyen chute respectivement à 82,78 % (Figure IV-13) et 81,10 % (Figure IV-14), contre 92,63 % et 93,85 % lorsque seules des mesures thermiques sont utilisées. Cette dégradation marquée s'accompagne d'une surestimation visible de la température, notamment pour des niveaux de puissance élevés (dans notre cas d'application $P > 15\ W$ par puce). Ce comportement s'explique par le fait que les pertes établissent une relation implicite entre un niveau de puissance donné et une élévation de température associée à un mode de refroidissement particulier sur lequel il a été identifié. Lorsque le système de refroidissement devient plus efficace (passage d'une convection naturelle à forcée par exemple, ou bien d'une convection par air à une convection par huile), cette relation n'est plus valable : à puissance identique, la température maximale atteinte est plus faible et les constantes de temps thermiques sont modifiées. Les pertes restent partiellement corrélées à la dynamique de montée et de stabilisation, mais cette corrélation dépend fortement des conditions de refroidissement, ce qui rend le modèle peu robuste aux changements de configuration. Il convient toutefois de souligner que l'erreur introduite par

l'utilisation des pertes n'est pas totalement pénalisante, car elle est partiellement compensée par les autres entrées thermiques du modèle MISO–ARX. Ces capteurs apportent une information directe sur l'état thermique réel de la carte et contribuent à corriger, au moins en partie, les biais induits par une relation puissance–température devenue incorrecte (avantage d'un système MISO contre un système SISO).

Ainsi, même lorsque la variable « pertes » est disponible expérimentalement, son inclusion dans le modèle MISO–ARX dégrade la robustesse dès que les conditions de refroidissement évoluent. Les résultats obtenus montrent clairement que, pour des applications visant la généralisation et l'utilisation du modèle comme capteur virtuel, il est préférable de privilégier exclusivement des mesures thermiques comme entrées du modèle, et d'exclure les pertes du processus de sélection. Cette approche permet d'obtenir un modèle plus robuste, capable de maintenir de bonnes performances sur une large gamme de conditions de refroidissement, y compris dans des environnements fortement non linéaires et spatialement hétérogènes.

IV.3.2.3 Importance du choix de la NTC pour un modèle MISO ARX robuste

Les essais réalisés pour la construction du modèle MISO–ARX de la semelle, et par extension de la jonction, ainsi que ceux menés pour l'estimation d'autres températures mesurées par des thermocouples sur la carte, mettent en évidence une tendance récurrente : l'algorithme d'optimisation sélectionne systématiquement la NTC parmi les quatre entrées possibles, lorsqu'elle est disponible.

Cette préférence s'explique par la nature des signaux mesurés. Lors de nos essais expérimentaux, comme observé sur les figures précédentes, les thermocouples placés sur la face du PCB et utilisés comme entrées présentent un niveau de bruit nettement plus élevé que la NTC, phénomène qui devient encore plus marqué lors des essais en immersion naturelle et forcée. Il est important de noter que les signaux issus des thermocouples n'ont volontairement pas été filtrés afin d'évaluer la robustesse du modèle ARX dans des conditions de mesure réalistes, incluant le bruit et les perturbations expérimentales.

Dans ce contexte, le fait que le modèle ARX privilégie la NTC comme entrée apparaît cohérent. Afin d'évaluer explicitement l'apport de la NTC, une optimisation PSO supplémentaire a été menée en excluant volontairement la NTC de l'ensemble des entrées candidates. Dans ce cas, la combinaison optimale retenue par l'algorithme est composée uniquement de thermocouples (Figure IV-15) : $\{ TC_{13}, TC_{9}, TC_{12}, TC_{14} \}(n_a = 2, n_{b1} = 1, n_{b2} = 2, n_{b3} = 5, n_{b4} = 3$, avec $n_{k1} =$

$n_{k2} = n_{k3} = n_{k4} = 0$). Les résultats obtenus avec cette configuration sont présentés dans la suite (Figure IV-16,Figure IV-17,Figure IV-18,Figure IV-19), permettant de comparer directement les performances du modèle avec et sans l'utilisation de la NTC.

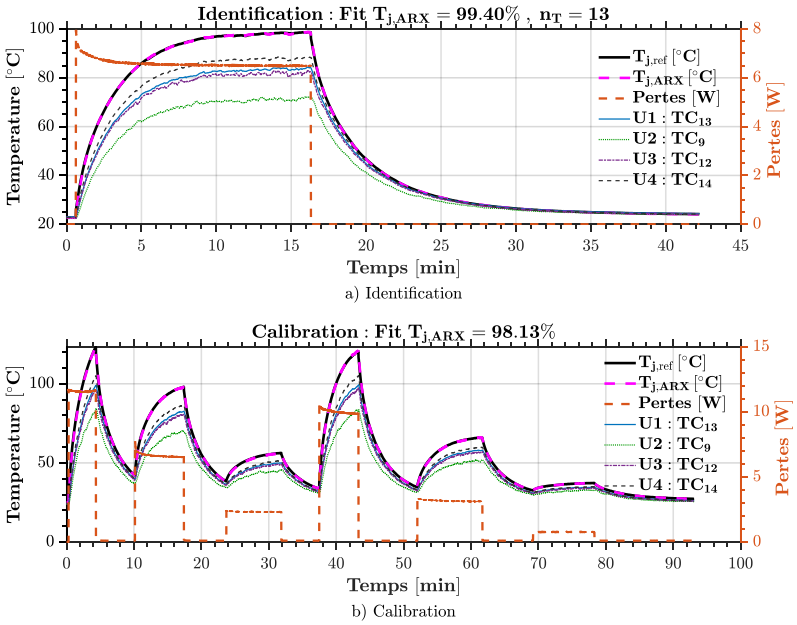


Figure IV-15 Identification et calibration du modèle III MISO-ARX en convection naturelle dans l'air (Modèle sans NTC)

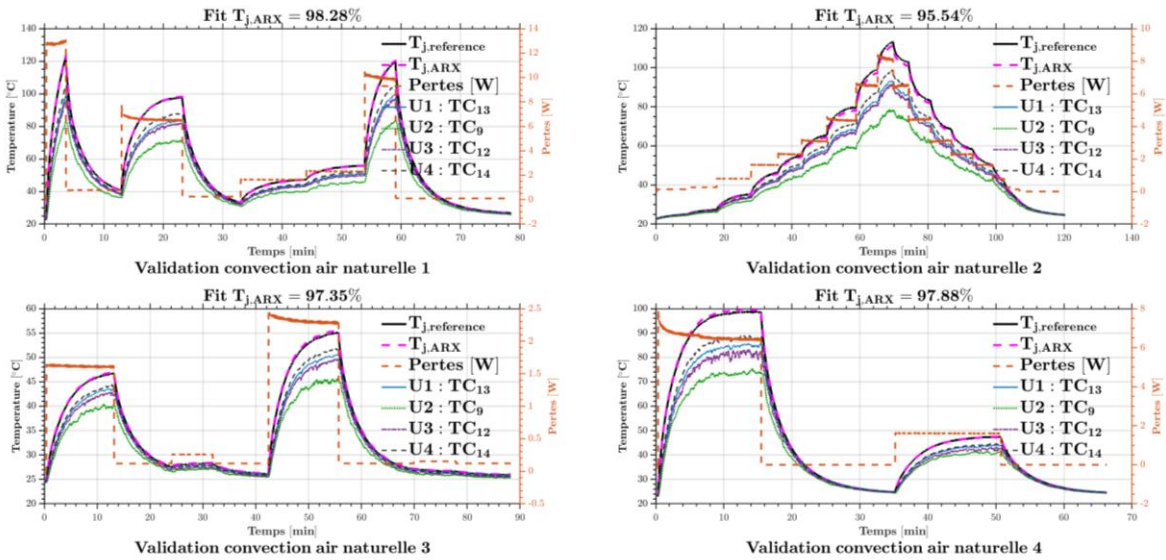


Figure IV-16 Validation du modèle III en convection naturelle dans l'air (ajustement moyen 97.26%)

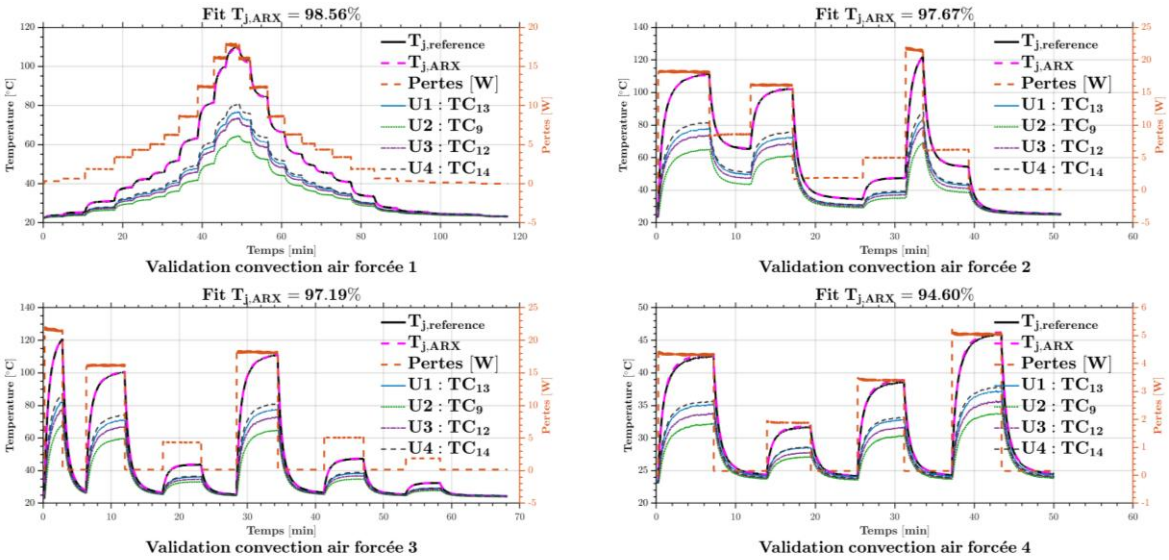


Figure IV-17 Validation du modèle III en convection forcée dans l'air (ajustement moyen 97.01%)

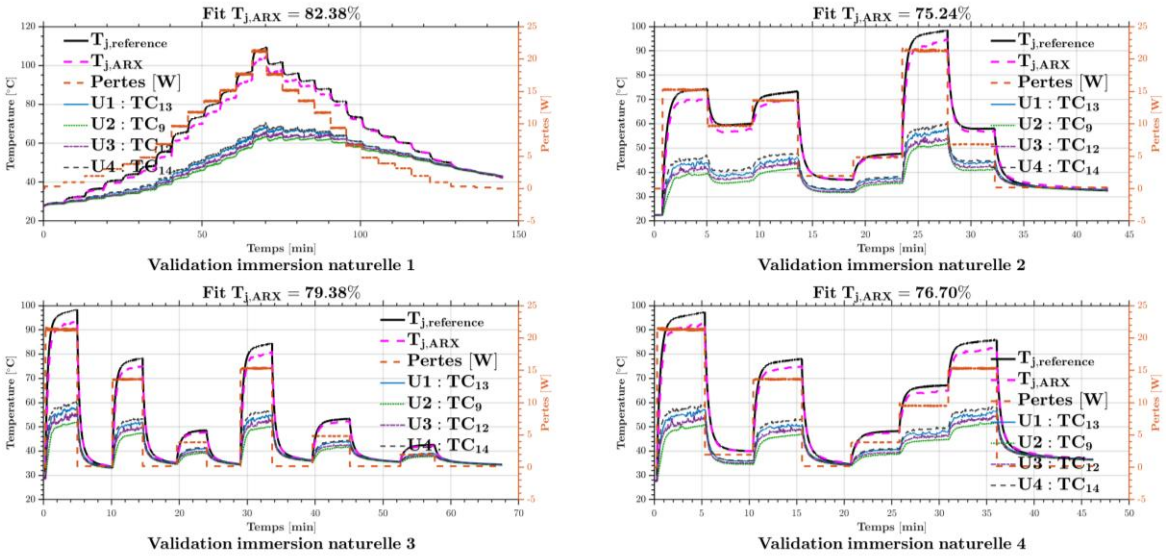


Figure IV-18 Validation du modèle III en immersion à convection naturelle dans l'huile (ajustement moyen 78.43%)

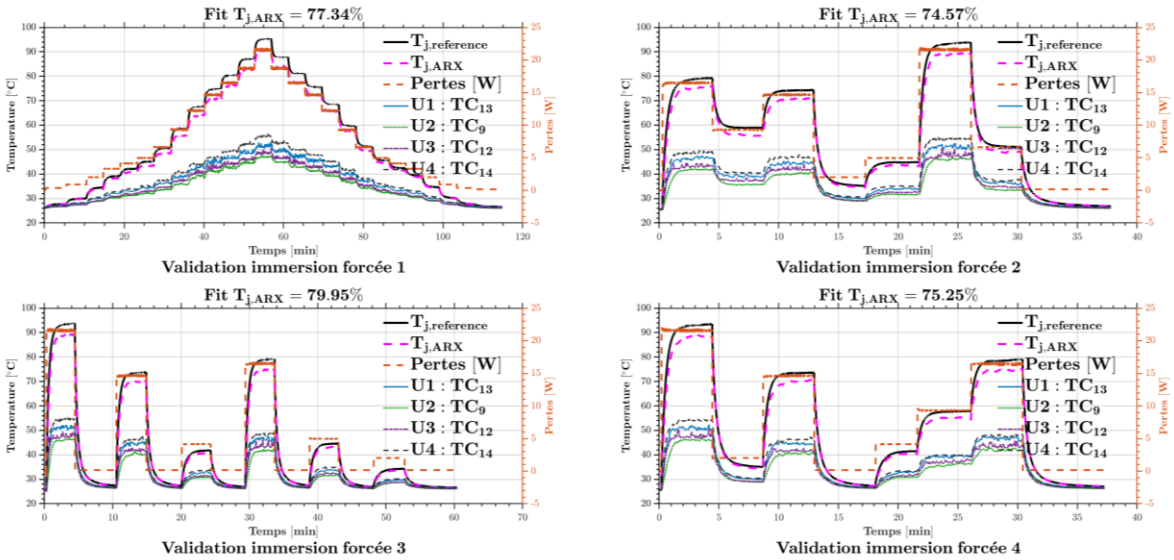


Figure IV-19 Validation du modèle III en immersion à convection forcée dans l'huile (ajustement moyen 76.78%)

Dans ce cas, les performances obtenues en identification et en calibration (Figure IV-15) restent globalement comparables à celles observées lorsque la NTC est incluse (Figure IV-5→Figure IV-9) parmi les entrées thermiques. En validation sous convection naturelle dans l'air (Figure IV-16), l'ajustement moyen demeure excellent, atteignant 97.26 %, une valeur très proche de celle obtenue dans le cas de référence intégrant la NTC (IV.3.2.1).

En convection à air forcée (Figure IV-17), le comportement du modèle diffère sensiblement des cas précédents. Alors que la présence de la NTC conduisait auparavant à une dégradation de l'ajustement, avec des valeurs inférieures à 80 %, l'absence de ce capteur éloigné de la zone étudiée permet ici d'obtenir un ajustement élevé de 97,01 %. Cette amélioration s'explique par le fait que les thermocouples sélectionnés sont localisés plus près de la région de la semelle considérée et reflètent mieux l'état thermique local sous convection forcée dans l'air, caractérisée par des coefficients de convection fortement non homogènes.

En revanche, sous immersion naturelle et immersion forcée, les performances se dégradent nettement : l'ajustement moyen passe respectivement de 92,81 % et 93,84 % à 78,43 % (Figure IV-18) et 76,78 % (Figure IV-19). Cette baisse significative est directement liée à l'absence de la NTC, qui fournissait auparavant une mesure thermique plus stable et moins bruitée. Dans ces configurations, le modèle repose uniquement sur des thermocouples dont les signaux sont perturbés, ce qui limite la robustesse du modèle.

Ces résultats mettent en évidence la nécessité de trouver un compromis dans le choix des entrées du modèle MISO–ARX. Dans ce cas, un modèle robuste doit idéalement combiner un capteur thermique de type NTC, apportant une information globale, stable et peu bruitée, avec des thermocouples judicieusement positionnés, capables de corriger localement les erreurs introduites par l'éloignement spatial de la NTC, en particulier dans les configurations de convection forcée dans l'air. Cette complémentarité apparaît comme une condition clé pour garantir des performances élevées et homogènes du modèle ARX sur l'ensemble des modes de refroidissement étudiés.

IV.3.2.4 Extraction d'un modèle ARX robuste pour l'ensemble des modes de refroidissement étudiés

D'après les résultats précédents, un constat important se dégage : la présence de la NTC est déterminante pour obtenir de bonnes performances en immersion, notamment grâce à un signal plus stable et moins bruité. En revanche, cette même NTC peut dégrader la qualité d'estimation en convection forcée dans l'air, car sa position ne reflète pas toujours correctement l'état thermique local de la région étudiée lorsque le coefficient de convection devient fortement non uniforme.

L'objectif est donc, pour la suite, de déterminer une combinaison d'entrées capable de conserver les avantages de la NTC en immersion tout en corrigeant ses limitations en convection forcée dans l'air. Un compromis semble inévitable. Pour cela, nous cherchons à identifier un modèle MISO–ARX suffisamment robuste sur l'ensemble des configurations de refroidissement, en exploitant une stratégie d'optimisation adaptée.

Dans cette nouvelle configuration, le profil d'identification reste acquis en convection naturelle dans l'air, afin de conserver un cadre expérimental reproductible et cohérent avec la démarche précédente. En revanche, le profil de calibration est choisi en convection forcée dans l'air, afin d'imposer la sélection d'un jeu d'entrées qui améliore explicitement la capacité de généralisation du modèle dans cette condition plus contraignante. De plus, afin de garantir la contribution de la NTC (particulièrement bénéfique en immersion), la NTC est imposée comme entrée fixe du modèle. L'algorithme PSO sélectionne alors uniquement les trois entrées restantes parmi les thermocouples disponibles, de manière à fournir les informations complémentaires nécessaires pour corriger l'erreur introduite en convection forcée dans l'air.

Avec cette configuration, les entrées optimales sélectionnées par le PSO sont (Figure IV-20) : $\{ NTC, TC_9, TC_{12}, TC_{14} \}$ ($n_a = 3$, $n_{b1} = 2$, $n_{b2} = 1$, $n_{b3} = 1$, $n_{b4} = 3$, avec $n_{k1} = n_{k2} =$

$n_{k3} = n_{k4} = 0$). Les résultats correspondants sont présentés dans les figures suivantes : Figure IV-21 / Figure IV-22 / Figure IV-23 / Figure IV-24.

Dans ce cas, les performances obtenues en phase d'identification et de calibration (Figure IV-20) restent très élevées. L'ajustement atteint 99,58 % en identification, ce résultat étant attendu puisque le modèle est extrait à partir du même profil expérimental. Lors de la calibration réalisée sur un profil en convection forcée dans l'air, le modèle conserve un bon niveau de performance avec une correspondance de 88,03 %, inférieure aux cas précédents, du fait de la contrainte imposée par la NTC utilisée comme entrée fixe. Néanmoins, l'erreur maximale observée reste limitée à 2 °C, ce qui demeure très satisfaisant.

À titre de comparaison (voir ANNEXE.4), lorsque l'optimisation est effectuée sans imposer la NTC, l'ajustement en calibration et en convection forcée dans l'air devient excellent. En revanche, une telle configuration ne permet pas d'obtenir des performances acceptables lors des validations en immersion, ce qui limite fortement la robustesse globale du modèle.

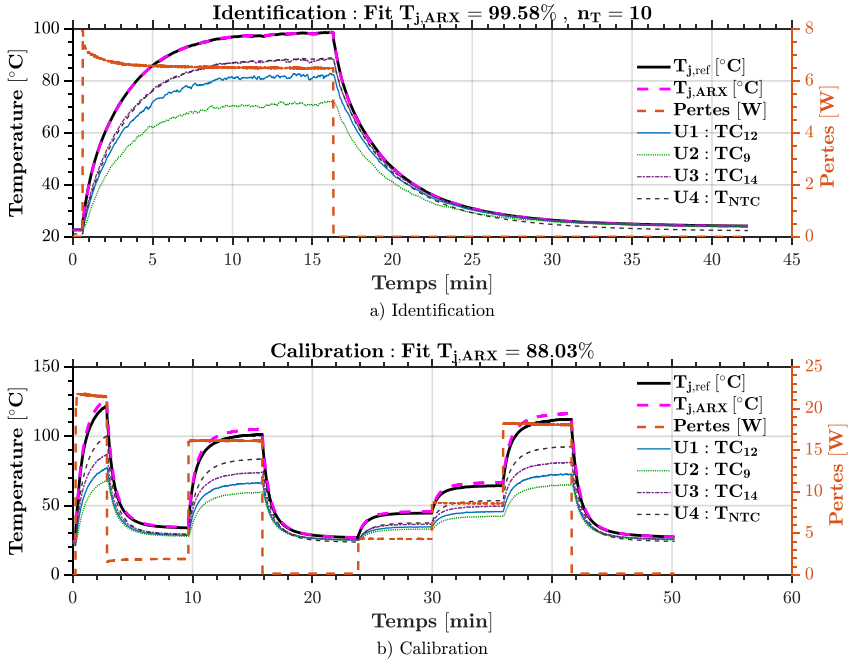


Figure IV-20 Identification en convection naturelle dans l'air et calibration en convection forcée dans l'air d'un modèle MISO-ARX IV (Modèle « compromis »)

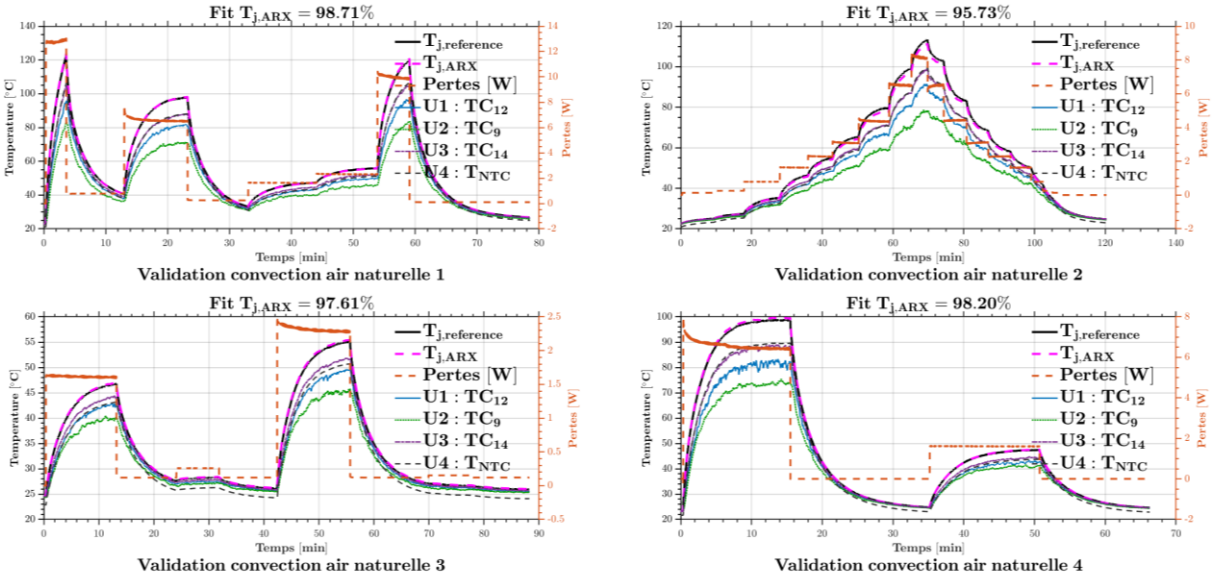


Figure IV-21 Validation du modèle IV en convection naturelle dans l'air (ajustement moyen 97.56%)

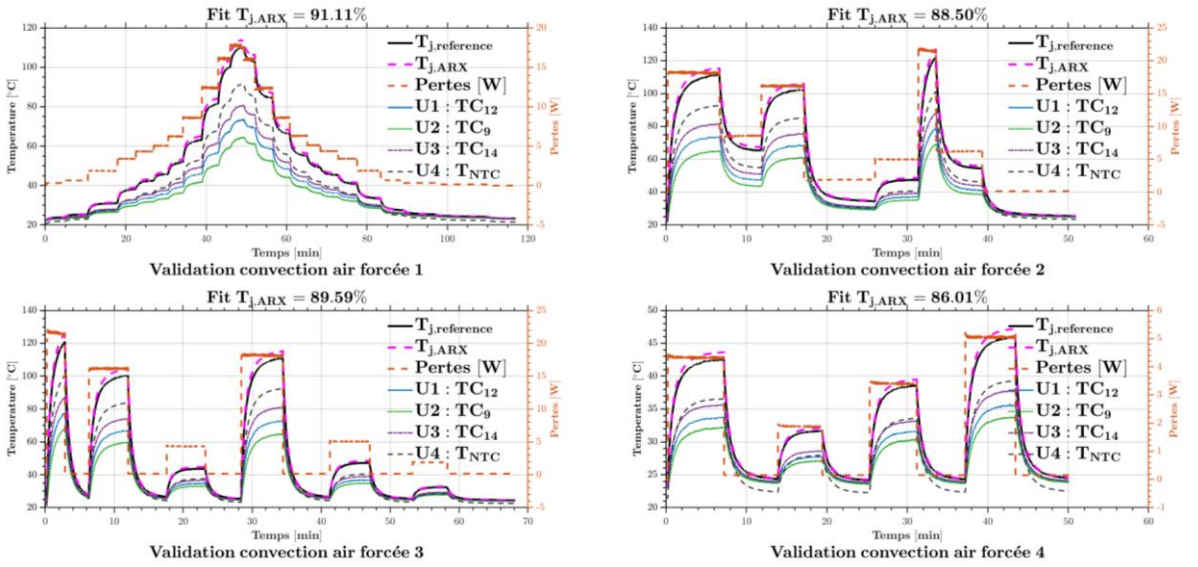


Figure IV-22 Validation du modèle IV en convection forcée dans l'air (ajustement moyen 88.80%)

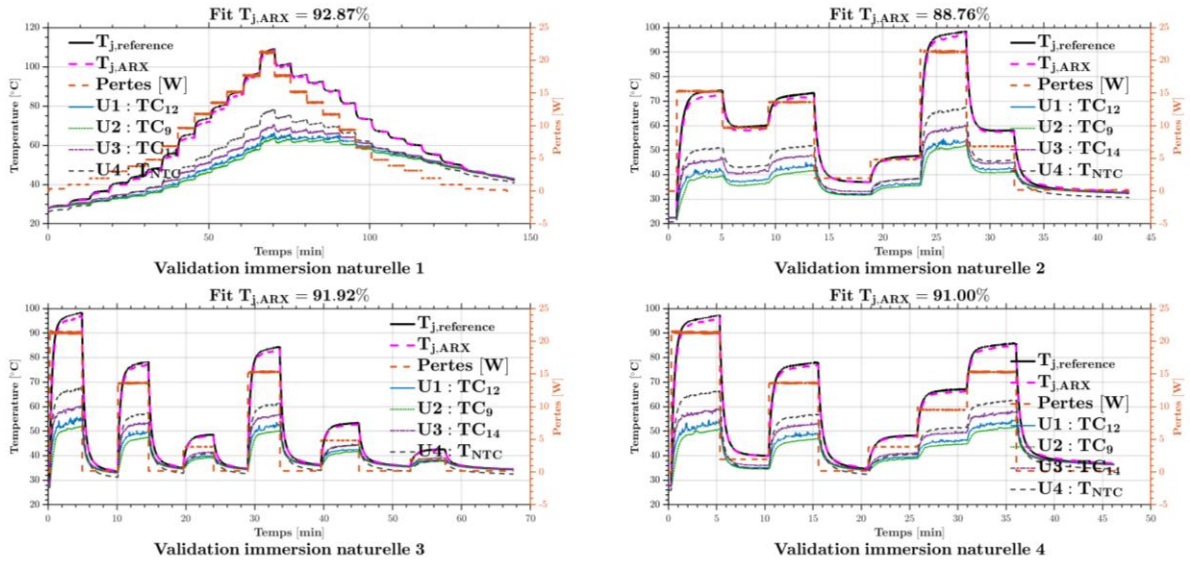


Figure IV-23 Validation du modèle IV en immersion à convection naturelle dans l'huile (ajustement moyen 91.14%)

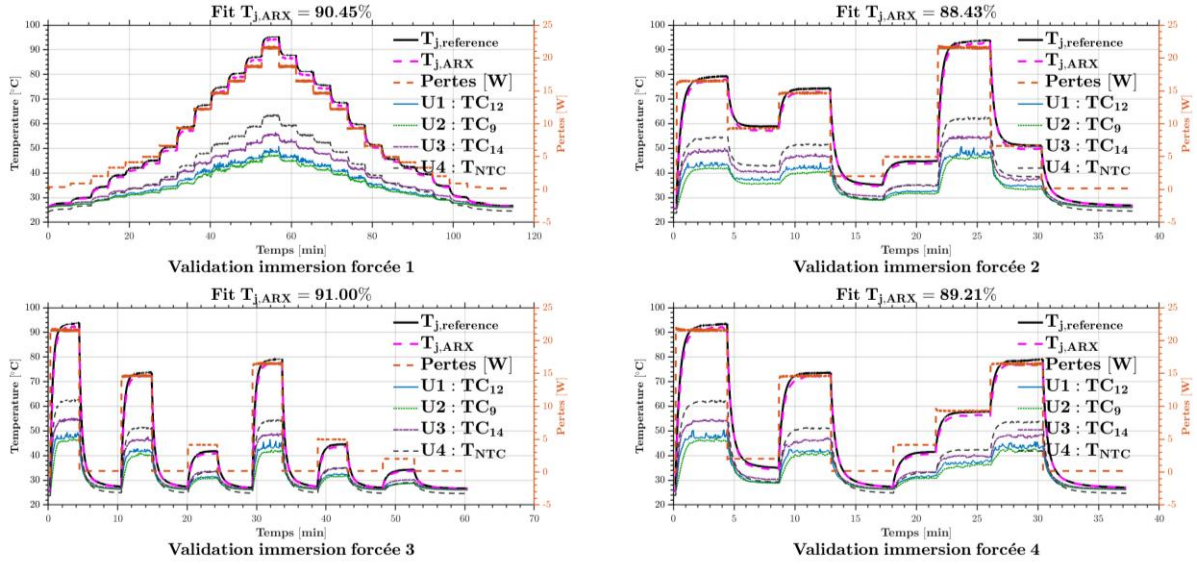


Figure IV-24 Validation du modèle IV en immersion à convection forcée dans l'huile (ajustement moyen 89.77%)

En phase de validation, les performances sous convection naturelle dans l'air restent excellentes, avec un ajustement moyen de 97,56 % (Figure IV-21), en accord avec les résultats observés précédemment. En convection forcée dans l'air, l'ajustement moyen atteint 88,8 % (Figure IV-22), soit une amélioration significative par rapport au cas optimisé uniquement en convection naturelle dans l'air (79.33 % Figure IV-7), mais inférieure au cas sans NTC (97,01 % Figure IV-17).

Le modèle obtenu représente ainsi un compromis entre l'influence négative d'une NTC éloignée de la zone étudiée et l'absence d'entrées reflétant précisément la convection locale.

Un comportement similaire est observé en immersion naturelle et forcée, avec des ajustements moyens respectifs de 91,14 % (Figure IV-23) et 89,77 % (Figure IV-24). Ces performances, bien que légèrement inférieures aux cas optimisés uniquement par la convection naturelle dans l'air (≈ 93 % Figure IV-8/Figure IV-9), restent nettement supérieures à celles obtenues sans NTC, où les ajustements chutaient en dessous de 79 % (Figure IV-18/Figure IV-19).

Ces résultats montrent qu'il est possible d'extraire un modèle MISO–ARX satisfaisant qui offre de bonnes performances sur l'ensemble des configurations de refroidissement étudiées. L'imposition de la NTC comme entrée fixe permet de garantir la robustesse du modèle en immersion, tandis que l'optimisation des entrées complémentaires améliore significativement les performances en convection forcée dans l'air. Cette approche met en évidence l'intérêt d'une sélection d'entrées guidée par la robustesse multi-conditions, plutôt que par l'optimisation d'un seul mode de refroidissement.

IV.3.2.5 Extraction d'un modèle MISO–ARX robuste incluant l'influence de la proximité spatiale des entrées et du bruit

Dans la partie précédente, nous avons montré que la présence de la NTC est indispensable pour garantir de bonnes performances en immersion, en raison de son caractère faiblement bruité. En revanche, son éloignement spatial par rapport à la région de la semelle étudiée induit une dégradation des performances en convection forcée dans l'air, où les effets locaux du coefficient de convection h_{conv} deviennent prépondérants. La sélection conjointe d'entrées thermiques supplémentaires permet alors de corriger partiellement cette limitation, conduisant à un modèle MISO ARX de compromis, robuste sur l'ensemble des modes de refroidissement étudiés. Toutefois, lorsque la NTC est spatialement proche de la sortie étudiée, ce compromis n'est plus nécessaire. Dans ce cas, la NTC devient une entrée particulièrement pertinente, car elle reflète directement les conditions de convection locales de la région de la semelle analysée. Elle constitue alors à la fois une excellente entrée pour la convection forcée dans l'air, en capturant les variations locales de h_{conv}, et une entrée robuste pour l'immersion, grâce à sa nature intrinsèquement moins bruitée par rapport aux thermocouples.

Dans cette optique, nous étudions en dernier lieu la puce représentée en Figure IV-25, située à proximité de la NTC. Cette configuration permet de lever la contrainte précédemment identifiée, qui

imposait l'utilisation d'un profil de calibration en convection forcée dans l'air. Ici, le modèle MISO–ARX est identifié et calibré uniquement à partir d'essais en convection naturelle dans l'air. Afin de garantir la cohérence spatiale des entrées, l'espace de sélection du PSO est volontairement restreint aux capteurs thermiques localisés dans la région de la semelle considérée (Figure IV-25), évitant ainsi la sélection d'entrées éloignées et peu représentatives de la convection locale.

Les entrées optimales sélectionnées par l'algorithme PSO dans ce cas sont : $\{ NTC\ ,\ TC_{17},\ TC_{14},\ TC_{12} \}$ $(n_a = 3,\ n_{b1} = 2,\ n_{b2} = 4,\ n_{b3} = 1,\ n_{b4} = 1,$ avec $n_{k1} = n_{k2} = n_{k3} = n_{k4} = 0)$.

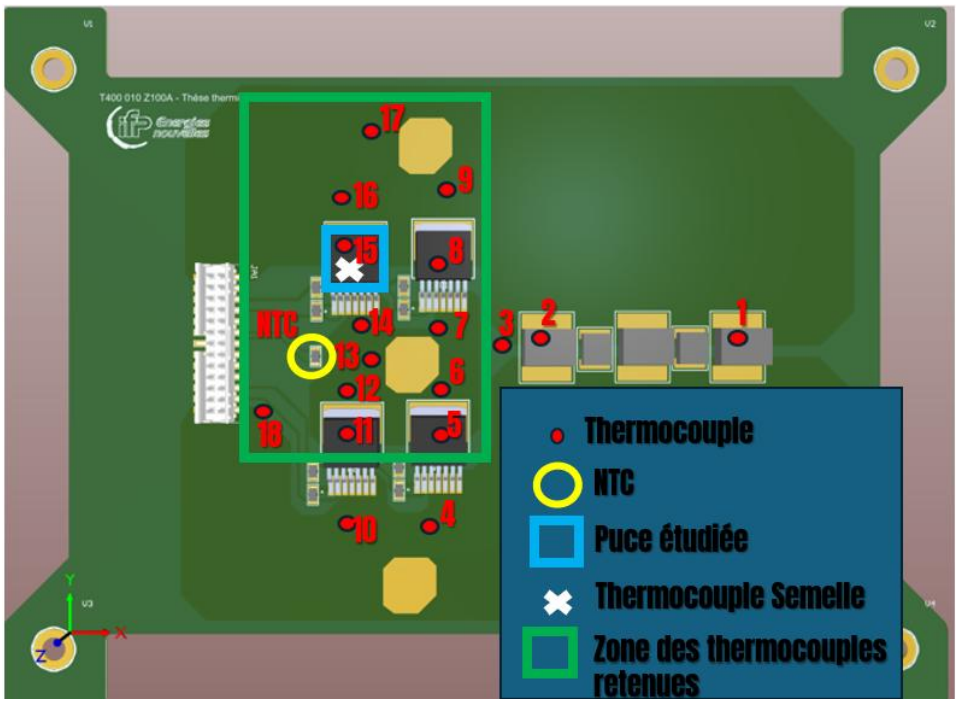


Figure IV-25 Nouvelle sortie étudiée et entrées d'intérêt du modèle

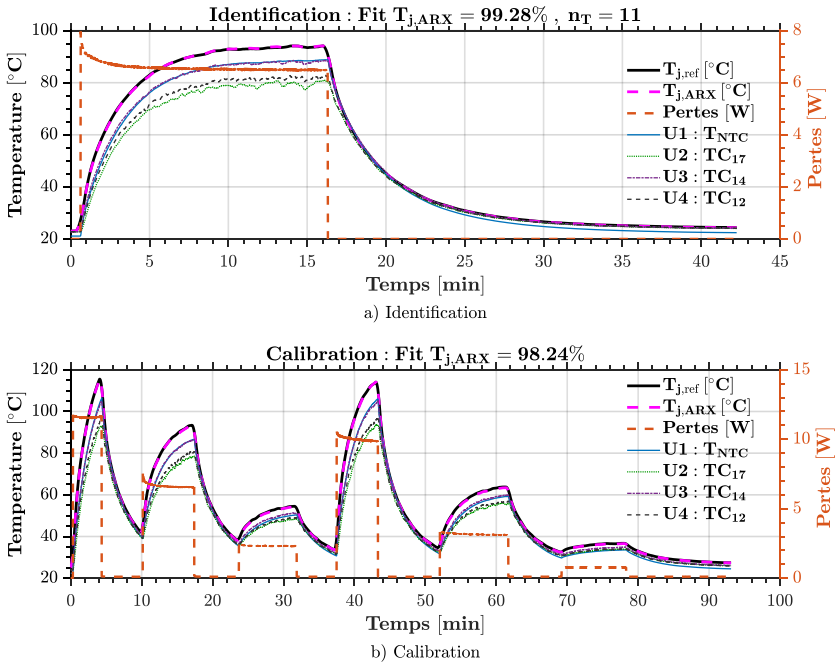


Figure IV-26 Identification et calibration du modèle V MISO-ARX en convection naturelle dans l'air (Modèle optimisé/robuste)

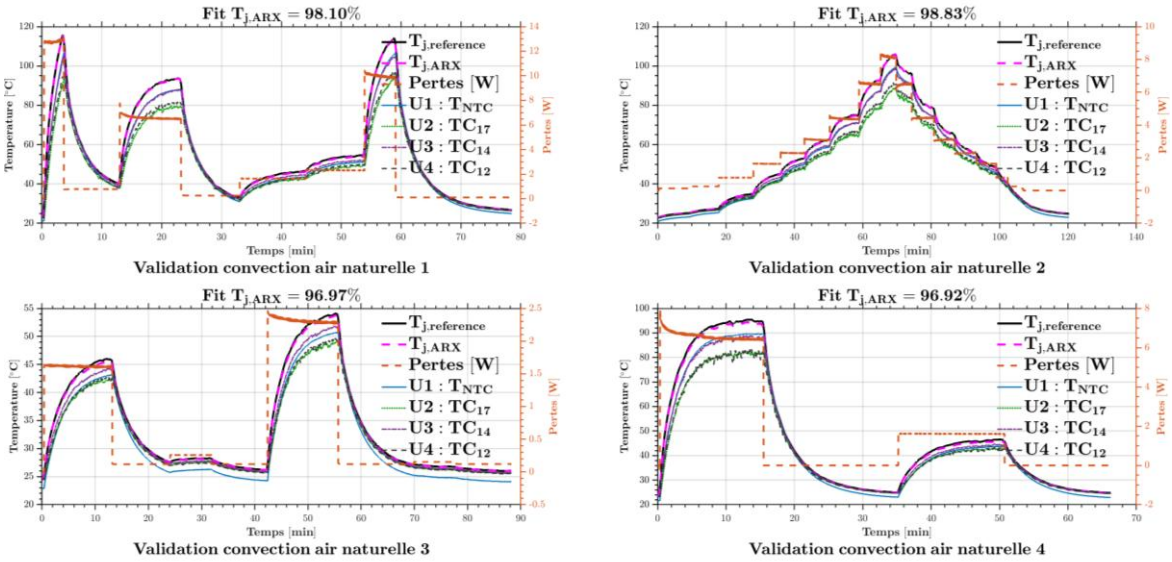


Figure IV-27 Validation du modèle V en convection naturelle dans l'air (ajustement moyen 97.70%)

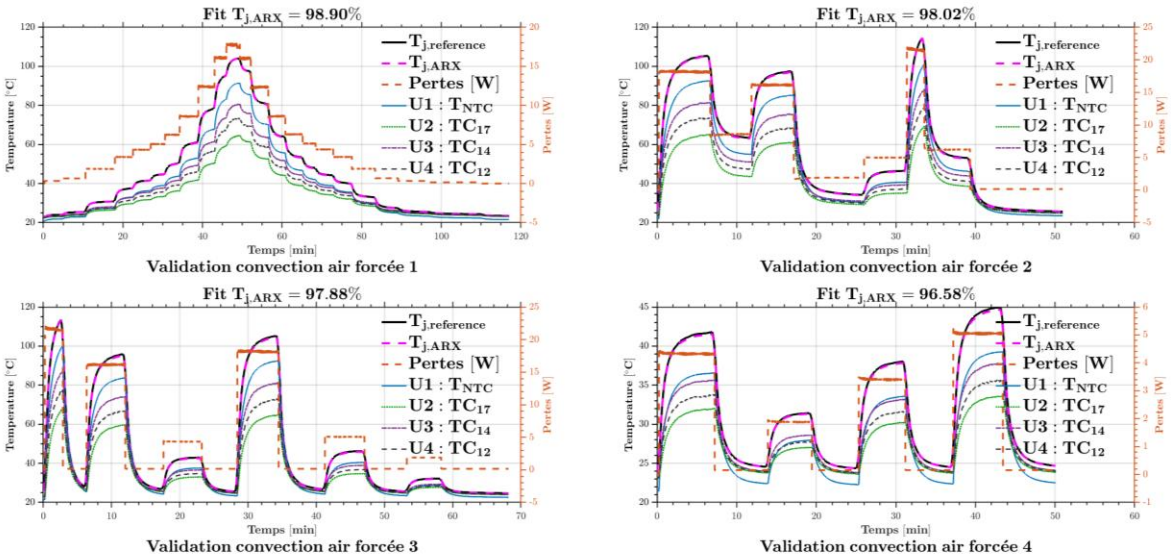


Figure IV-28 Validation du modèle V en convection forcée dans l'air (ajustement moyen 97.43%)

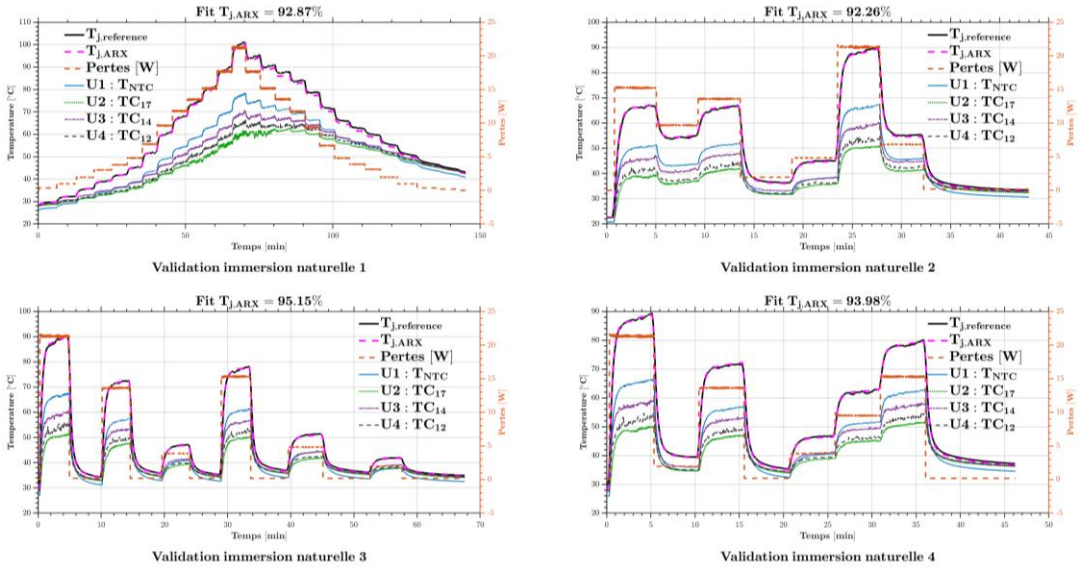


Figure IV-29 Validation du modèle V en immersion à convection naturelle dans l'huile (ajustement moyen 93.56%)

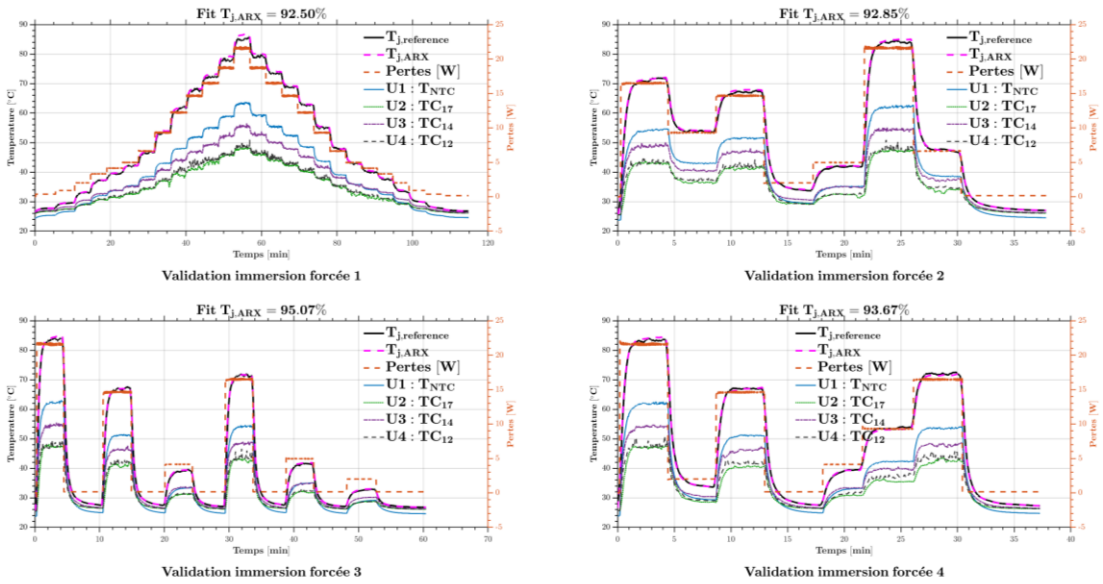


Figure IV-30 Validation du modèle V en immersion à convection forcée dans l'huile (ajustement moyen 93.52%)

Pour la phase d'identification et de calibration (Figure IV-26), les performances obtenues sont très élevées, conformément aux résultats observés dans l'ensemble des configurations où l'identification et la calibration sont réalisées en convection naturelle dans l'air. Le modèle présente un excellent niveau d'ajustement, traduisant une bonne capture de la dynamique thermique dominante. Des performances comparables sont observées lors de la validation en convection naturelle dans l'air avec un ajustement moyen de 97,7 % (Figure IV-27), confirmant la robustesse du modèle dans des conditions similaires à celles de l'identification.

En passant à la convection forcée dans l'air, le modèle conserve pour la première fois des performances très élevées malgré la présence de la NTC, avec un ajustement moyen atteignant 97,43 % (Figure IV-28). Ce résultat marque une amélioration significative par rapport aux configurations précédentes et met en évidence l'intérêt d'avoir une entrée thermique spatialement proche de la région de la semelle étudiée, capable de refléter les effets locaux du coefficient de convection h_{conv}.

De plus, les performances obtenues en immersion naturelle (Figure IV-29) et en immersion forcée (Figure IV-30) sont également élevées, avec des ajustements moyens respectifs de 93,56 % et 93,52 %. Ces résultats s'inscrivent dans la continuité des bonnes performances observées en convection forcée dans l'air et soulignent le rôle central de la NTC, dont la nature moins bruitée permet de maintenir une estimation robuste dans des environnements thermiquement plus instables, comme l'immersion.

Ces résultats confirment que la proximité spatiale des entrées vis-à-vis de la zone thermique étudiée, combinée à une faible sensibilité au bruit, constitue un facteur déterminant pour l'extraction d'un modèle MISO ARX à la fois précis et robuste. Lorsque la NTC est située à proximité de la sortie d'intérêt, elle devient une entrée particulièrement pertinente, capable d'assurer de hautes performances aussi bien en convection forcée dans l'air qu'en immersion. Cette configuration permet ainsi de dépasser le compromis précédemment observé et d'aboutir à un modèle MISO ARX globalement robuste sur l'ensemble des modes de refroidissement étudiés.

De ces résultats se dégage une conclusion importante pour la phase de conception des cartes électroniques : il est préférable de positionner une NTC à proximité de la zone thermique que l'on souhaite surveiller ou modéliser. Cette disposition permet de bénéficier à la fois d'un signal moins bruité et d'une forte corrélation spatiale avec la zone étudiée. Elle favorise également la reproductibilité du modèle, puisque la NTC constitue un point de mesure bien défini et reproductible d'une carte à l'autre. Ainsi, un modèle identifié à partir d'une carte peut être réutilisé sur d'autres cartes identiques.

IV.4 Implémentation d'un capteur virtuel

Au-delà de ses performances prédictives, l'un des principaux atouts du modèle ARX réside dans sa facilité d'implémentation en tant que capteur virtuel. Grâce à sa structure compacte, en l'occurrence moins d'une dizaine de paramètres pour la configuration MISO–ARX proposée, et à sa formulation mathématique simple et récursive, le modèle ARX se prête particulièrement bien à une implémentation embarquée et en temps réel. À l'inverse, de nombreux modèles thermiques de haute fidélité cités dans la littérature reposent sur des résolveurs numériques complexes ou des représentations d'état à nombre élevé de variables, ce qui rend leur déploiement direct sur une carte CPU peu réaliste pour une application de capteur virtuel en ligne.

Dans ce travail, un capteur virtuel de température de la semelle d'aluminium (base plate) a ainsi été implémenté sur la carte CPU à l'aide d'un modèle MISO–ARX simple, reposant uniquement sur deux entrées : les pertes dissipées dans le dispositif et la température mesurée par la NTC. L'objectif principal de cette implémentation n'est pas d'évaluer à nouveau les performances intrinsèques du modèle (celles-ci ayant déjà été analysées de manière détaillée dans la section précédente) mais de démontrer que la structure ARX proposée, fondée sur un calcul récursif léger, peut être effectivement embarquée et fonctionner en temps réel dans des conditions expérimentales réalistes. Cette étape vise donc avant tout à valider la faisabilité pratique du modèle en tant que capteur virtuel

opérationnel, capable de s'exécuter sur une carte de contrôle sans recours à des outils de calcul exigeants, tout en conservant un comportement cohérent face aux variations de conditions thermiques. Les pertes dissipées sont obtenues à partir d'une cartographie préalablement identifiée, fournissant la valeur de *P* pour chaque point de fonctionnement du convertisseur. Dans cette étude, l'attention est portée principalement sur la température de la semelle, qui est directement reconstruite par le modèle ARX. La température de jonction peut ensuite être déduite comme un décalage par rapport à la température de la semelle, à l'aide de l'impédance thermique jonction–semelle et du niveau de pertes correspondant (chapitre II).

Pour l'implémentation, le capteur virtuel a d'abord été développé sous Simulink (Figure IV-31), en respectant strictement la structure issue de la formulation mathématique du modèle ARX. Le signal NTC est acquis en temps réel, sa première valeur est soustraite à l'ensemble de la mesure afin d'imposer des conditions initiales nulles, puis cette valeur est mémorisée et réinjectée en sortie du modèle afin de reconstruire la température absolue de la semelle, et non uniquement son élévation thermique. Le schéma Simulink obtenu a ensuite été converti automatiquement en code C et déployé sur la carte CPU.

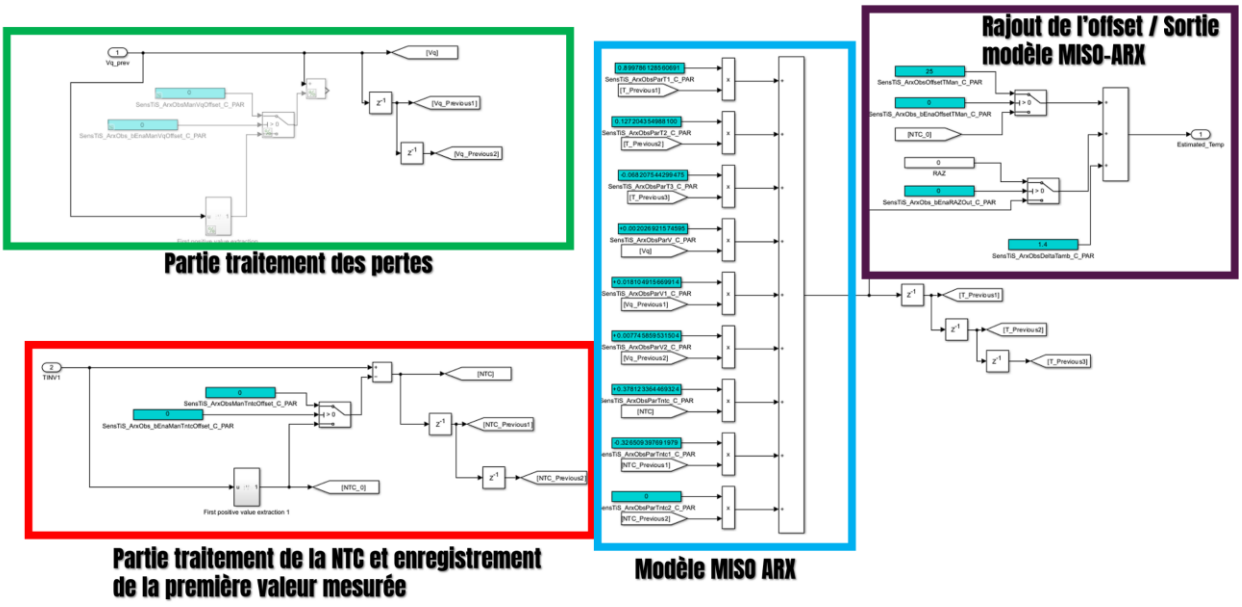


Figure IV-31 Développement Simulink du modèle MISO ARX

L'évaluation expérimentale a été réalisée sur une séquence d'essais de longue durée combinant une phase en convection naturelle dans l'air et une phase en immersion naturelle dans l'huile. Le début de l'essai reproduit une expérience de type identification, constituée d'une excitation thermique unique suivie d'une phase de refroidissement, utilisée pour identifier le modèle MISO–

ARX sans étape de calibration supplémentaire (équation IV-4 avec T_{base_ARX} ,la température de la base de la semelle estimée par le modèle ARX). L'essai se poursuit ensuite par plusieurs points de fonctionnement en convection naturelle dans l'air, permettant d'évaluer la capacité de généralisation du capteur virtuel. Afin de solliciter davantage la robustesse du modèle, les conditions de refroidissement sont brutalement modifiées en cours d'essai par l'introduction d'huile dans le bac contenant la carte, ce qui modifie l'environnement thermique en temps réel tandis que le capteur virtuel continue de fonctionner en s'appuyant uniquement sur la mesure NTC et la cartographie de pertes.

$$T_{base_ARX}[k] = -a_1 T_{base_ARX}[k-1] - a_2 T_{base_ARX}[k-2] - a_3 T_{base_ARX}[k-3] + b_{11} P\,[k] + b_{12} P\,[k-1] + b_{13} P\,[k-3] + b_{21} T_{NTC}[k] + b_{22} T_{NTC}[k-1] + b_{23} T_{NTC}[k-2] \quad \textbf{IV-4}$$

En parallèle, une analyse comparative est menée avec un modèle RC équivalent de la semelle. Dans ce cas, un réseau de Foster est identifié directement à partir de la température de la semelle en utilisant uniquement la phase de montée en température de l'essai, interprétée comme une réponse indicielle approximative au début de l'expérience (Figure IV-32). En convection naturelle dans l'air le capteur virtuel basé sur le modèle ARX reproduit la température de la semelle avec une très grande précision, atteignant un ajustement de 95,52 %. Le modèle RC, quant à lui, révèle une bonne correspondance uniquement sur la portion de l'essai utilisée pour son identification, mais ses performances se dégradent nettement sur le reste de la séquence, en particulier durant les phases de refroidissement et pour des niveaux de pertes élevés ($P > 10\,W$ par puce). Ce comportement est attendu, le modèle RC ayant été identifié uniquement à partir de la phase de chauffe et ne tenant pas compte de la dynamique de refroidissement, contrairement au modèle ARX. Sur l'ensemble de la phase en convection naturelle, le modèle RC présente ainsi un ajustement de 79,36 %, inférieur à celui obtenu avec le modèle ARX.

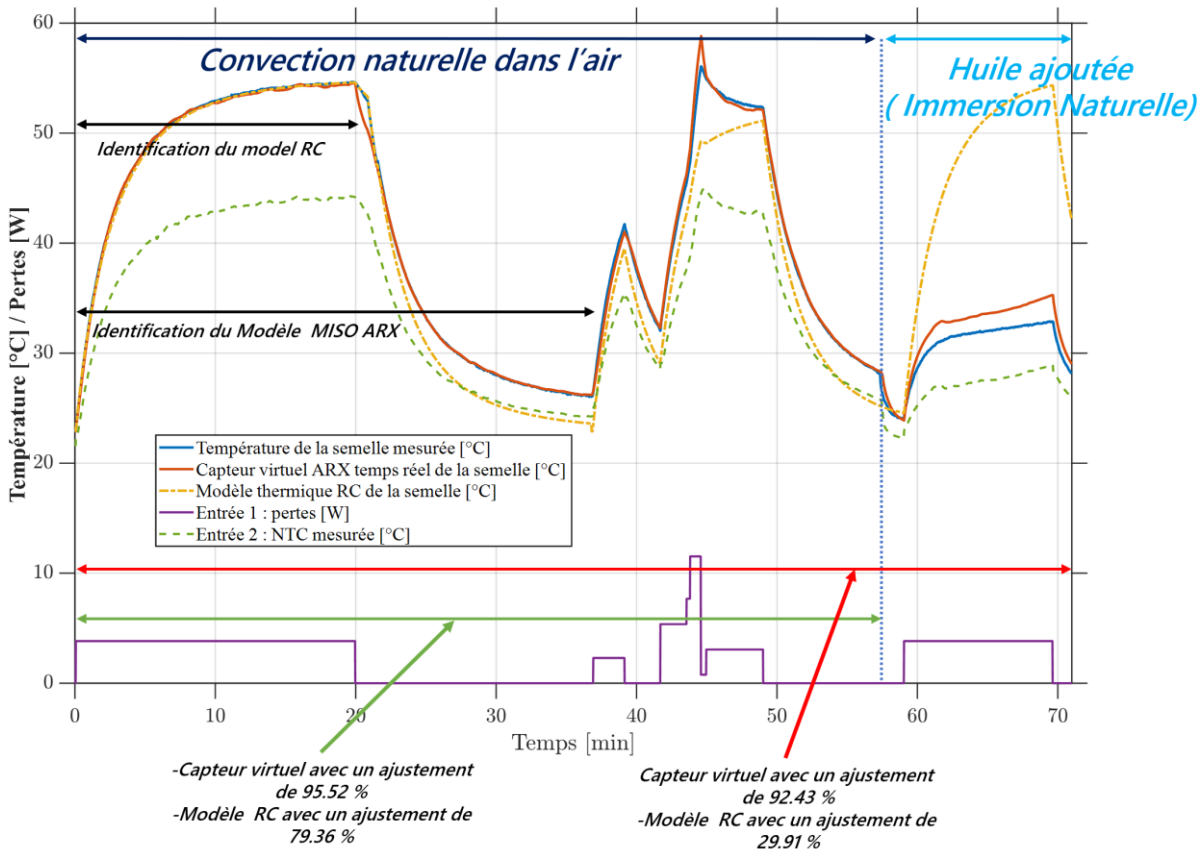


Figure IV-32 Reconstruction de la température de la semelle : performance du capteur virtuel

Après l'introduction de l'huile, et donc le changement brutal du mode de refroidissement, le capteur virtuel basé sur l'ARX conserve de très bonnes performances, avec une erreur absolue maximale d'environ 3 °C. Cette situation est particulièrement contraignante, car le modèle utilise les pertes comme l'une de ses entrées. Or, comme discuté précédemment, le signal de pertes reflète principalement le comportement en régime quasi stationnaire et le modèle ARX a été initialement identifié en convection naturelle dans l'air. Néanmoins, grâce à l'information thermique supplémentaire fournie par la NTC, le modèle ARX est capable de suivre la nouvelle tendance thermique induite par l'immersion. À l'inverse, le modèle RC diverge complètement dès que le régime de refroidissement change, car il reste implicitement lié aux dynamiques propres à la convection naturelle dans l'air pour lesquelles il a été identifié.

Sur l'ensemble de l'essai, le capteur virtuel basé sur le modèle ARX atteint ainsi un ajustement global de 92,43 %, contre 29,9 % pour le modèle RC. Ces résultats confirment que la formulation ARX proposée n'est pas seulement performante en simulation, mais qu'elle est également robuste et pleinement implémentable comme capteur virtuel thermique embarqué.

Enfin, la reconstruction de la température de la semelle est présentée ici comme une application démonstrative de la stratégie de modélisation ARX proposée, et non comme son unique finalité. Plus généralement, ce travail met en évidence le fort potentiel des modèles ARX à générer des capteurs thermiques virtuels génériques, capables d'estimer des températures d'intérêt sur un convertisseur de puissance, qu'elles soient directement instrumentées ou non. Leur capacité à exploiter des signaux facilement accessibles sur la carte (tels que des NTC ou d'autres capteurs thermiques) afin d'estimer des températures critiques ou des points inaccessibles, à l'instar de la jonction, des résistances de grille des MOSFETs, des connecteurs électromécaniques (busbars par exemple) ou des points chauds localisés, en font des outils particulièrement adaptés à la surveillance thermique avancée des systèmes d'électronique de puissance.

IV.5 Limites expérimentales des modèles RC et perspectives potentielles des mesures par TSEPs pour l'identification ARX

IV.5.1 Introduction

Le modèle MISO–ARX a montré, dans les travaux précédents, des performances élevées pour l'estimation des températures au sein d'une carte PCB dans un environnement d'électronique de puissance. Dans l'état actuel, l'estimation de la température de jonction repose toutefois sur une étape intermédiaire consistant à reconstruire cette grandeur à partir d'un modèle thermique de type RC et d'une mesure physique. Or, la mesure physique directe de la température de jonction reste très complexe.

Bien que cette approche permette d'obtenir une estimation cohérente de la température de jonction, elle présente plusieurs limitations. En particulier, elle ne bénéficie pas d'une validation expérimentale directe et repose sur des hypothèses d'idéalité concernant le comportement thermique du dispositif. De plus, ce type de modélisation peine à intégrer certains phénomènes intrinsèques au fonctionnement réel des composants, tels que le vieillissement des matériaux de packaging, les dégradations thermomécaniques ou encore les différences de conception entre semi-conducteurs, y compris au sein d'une même famille technologique.

Dans ce contexte, les méthodes de mesure basées sur les paramètres électriques sensibles à la température, communément appelés Temperature-Sensitive Electrical Parameters (TSEPs), constituent une alternative pertinente pour l'estimation expérimentale de la température de jonction. Les TSEPs présentent en effet plusieurs avantages, notamment une bonne précision, une réponse rapide et un coût limité, tout en fournissant une information directement issue du composant en

fonctionnement. De nombreuses techniques TSEP ont ainsi été étudiées pour les MOSFETs SiC, parmi lesquelles la résistance à l'état passant $R_{DS(on)}$, la tension directe V_F de la diode intrinsèque (body diode) et la tension de seuil V_{TH} [45], [104].

Ces techniques peuvent être classées en deux grandes catégories : les TSEPs statiques et les TSEPs dynamiques. Les TSEPs statiques, tels que $R_{DS(on)}$ et V_F, sont mesurés en régime de conduction établi (i.e. en dehors des phases de commutation en courant et/ou tension) et présentent une corrélation directe avec la température de jonction. Leur mise en œuvre est relativement simple, mais leur précision dépend fortement des conditions de fonctionnement, en particulier du courant de charge, de la tension de grille et de l'état de vieillissement du composant [105], [106]. Par exemple, $R_{DS(on)}$est particulièrement sensible aux variations du courant de drain et de la tension de commande entre grille et source V_{GS}, ce qui peut introduire des erreurs dans l'estimation thermique. De même, l'utilisation de la tension directe V_F nécessite un contrôle précis du courant inverse ainsi qu'une compensation du facteur d'idéalité de la diode, ce qui limite son applicabilité en conditions temps réel [104].

À l'inverse, les TSEPs dynamiques sont extraits pendant les phases de commutation du dispositif et incluent notamment la tension du plateau Miller V_{mp} [107], les délais de commutation ainsi que la tension de seuil V_{TH}. Ces paramètres sont particulièrement adaptés aux applications à haute fréquence. Parmi eux, la tension V_{TH} apparaît comme un candidat particulièrement intéressant en raison de sa dépendance quasi linéaire à la température et de sa forte sensibilité thermique [108], [109]. Néanmoins, les TSEPs dynamiques présentent également certaines contraintes, notamment la nécessité de circuits de mesure à large bande passante, une sensibilité accrue au bruit et aux éléments parasites, ainsi qu'un synchronisme précis avec les événements de commutation [110], [111].

De manière générale, la principale limitation des méthodes TSEP réside dans le fait qu'elles requièrent, dans la plupart des cas, soit une modification du fonctionnement du convertisseur, soit l'intégration de circuits de mesure dédiés. Ces contraintes compliquent leur déploiement systématique sur différentes cartes PCB et limitent leur utilisation dans des environnements industriels variés.

Afin de parer à ces limitations, une approche hybride peut être envisagée. Celle-ci consiste à exploiter une méthode TSEP afin d'obtenir, lors d'une phase de calibration expérimentale, une estimation fiable de la température de jonction, puis à identifier un modèle ARX capable de

reproduire cette estimation en ligne à partir de signaux facilement accessibles. Une fois identifié, le modèle ARX peut être implémenté sous forme de capteur virtuel, permettant une estimation continue de la température de jonction sans nécessiter ni modification du fonctionnement du convertisseur, ni ajout de circuits de mesures spécifiques pour chaque carte étudiée.

IV.5.2 Utilisation d'un modèle ARX issu d'une mesure TSEP pour l'estimation de la température de jonction

Dans cette partie, une méthode basée sur les paramètres électriques sensibles à la température (TSEP) a été utilisée en s'appuyant sur l'approche décrite dans l'article [37], fondée sur la mesure de la tension de seuil dynamique $V_{th,dyn}$. L'ensemble des résultats présentés est issu de simulations sous LTspice intégrant un modèle thermo-électrique du composant. Le fonctionnement détaillé du circuit de mesure ainsi que son architecture et la simulation sont présentés en ANNEXE.5 et ne sont pas repris ici.

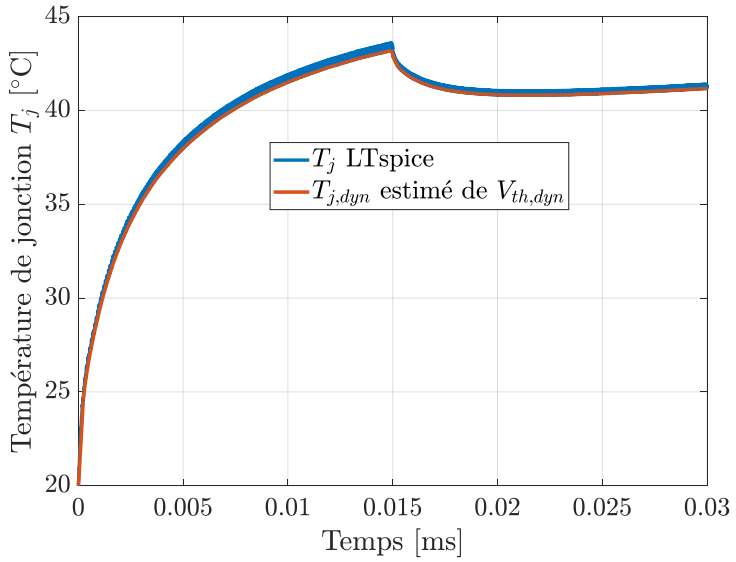


Figure IV-33 T_j LTspice vs $T_{j,dyn}$ (depuis $V_{th,dyn}$)

La Figure IV-33 présente la température estimée $T_{j,dyn}$ obtenue par la méthode TSEP, comparée à la température de jonction de référence issue du modèle thermo-électrique SPICE. Le profil thermique utilisé pour cette étude est constitué de deux phases. Durant la première entre 0 et 15 ms, la jonction est sollicitée par une puissance moyenne $P_{avg} =$ 28,7 W, ce qui entraîne une montée progressive de la température. Durant la deuxième phase entre 15 et 30 ms, la puissance est réduite à $P_{avg} =$ 24,5 W, provoquant une baisse de la température. L'ajustement obtenu entre $T_{j,dyn}$ et la

référence atteint 93,83 %, confirmant la cohérence de l'estimation thermique issue de la méthode TSEP dans ce cadre simulé.

À partir de ce même profil thermique (Figure IV-33), un modèle ARX est ensuite identifié afin de reproduire la température estimée par la méthode TSEP, sans recourir directement au circuit de mesure dynamique. La température issue de la TSEP sert donc de référence pour l'identification. L'unique entrée du modèle ARX est constituée des pertes moyennes dissipées P_{avg}, calculées sur chaque intervalle de fonctionnement.

Les résultats obtenus sont présentés à la Figure IV-34. La température estimée par le modèle ARX ($n_a = 3$, $n_b = 4$, avec $n_k = 0$) est comparée à la température de référence $T_{j,dyn}$, obtenue par mesure TSEP. L'ajustement atteint 98,41 % en mode simulation, ce qui montre que le modèle ARX reproduit fidèlement la dynamique thermique observée sur le profil d'identification.

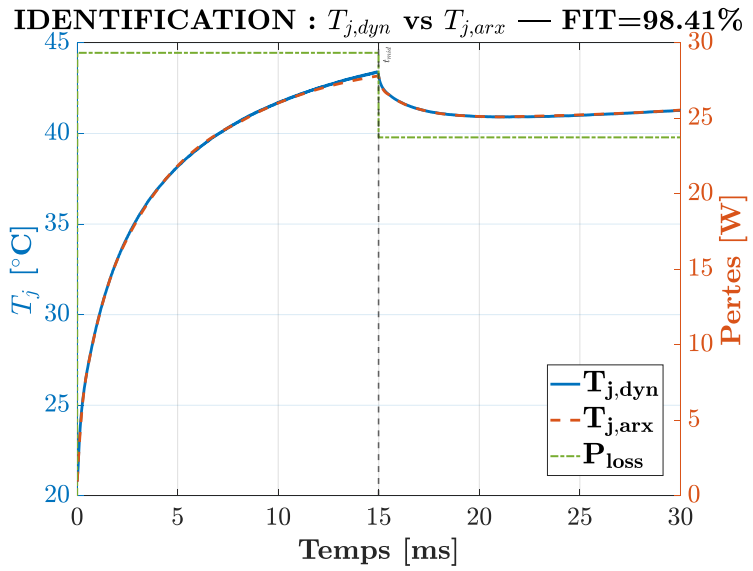


Figure IV-34 Identification d'un Modèle SISO ARX pour $T_{j,dyn}$ en utilisant P_{loss} comme entrée

Dans un second temps, le modèle ARX identifié est conservé et appliqué à un nouveau profil thermique simulé sous LTspice. Ce second profil présente une répartition différente des pertes : entre 0 et 15 ms : $P_{avg} = 14{,}1$ W et entre 15 et 30 ms : $P_{avg} = 12$ W. La température de référence est de nouveau obtenue par la méthode TSEP, puis comparée à l'estimation fournie par le modèle ARX précédemment identifié.

La validation sur ce nouveau profil (Figure IV-35) conduit à un ajustement de 95,28 %, démontrant que le modèle conserve un niveau de performance élevé malgré la modification du niveau de puissance appliquée.

Ces résultats confirment qu'une fois calibré à partir d'une phase de mesure de la température de jonction en utilisant une méthode TSEP, le modèle ARX est capable de reconstruire la température de jonction à partir des pertes seules. Il devient ainsi possible d'estimer la température de jonction sans activer en continu le circuit de mesure dynamique.

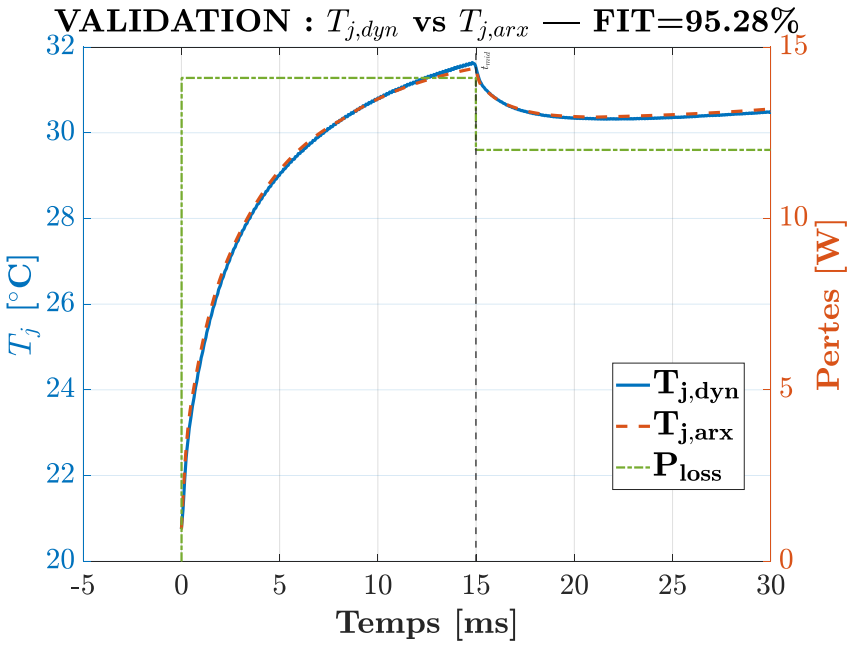


Figure IV-35 Validation du modèle SISO ARX de $T_{j,dyn}$

IV.6 Conclusion

Ce chapitre avait pour objectif principal de dépasser les limites identifiées dans le chapitre précédent, en proposant une approche systématique pour l'extraction d'un modèle ARX robuste, généralisable et exploitable en tant que capteur virtuel thermique embarqué.

L'introduction d'un modèle MISO–ARX a constitué une étape déterminante. Contrairement au cas SISO, l'utilisation simultanée de plusieurs mesures thermiques a permis d'améliorer significativement la robustesse du modèle face aux variations des conditions de refroidissement. Toutefois, le choix des entrées s'est révélé délicat. Afin d'automatiser et d'optimiser la sélection parmi les thermocouples disponibles, la NTC et les pertes, un algorithme d'optimisation par essaim de particules (PSO) a été implémenté. Cette stratégie a permis d'identifier des combinaisons

d'entrées pertinentes tout en maîtrisant le temps de calcul grâce à une réduction contrôlée de l'espace paramétrique durant la phase d'optimisation.

Cette approche a mis en évidence plusieurs points essentiels :

- En convection naturelle dans l'air, les performances du modèle MISO–ARX optimisé atteignent des niveaux très élevés (≈ 97–98 % d'ajustement moyen).
- En convection forcée dans l'air, la robustesse dépend fortement de la pertinence spatiale des capteurs sélectionnés.
- En immersion naturelle et forcée dans l'huile, la présence de la NTC s'est avérée essentielle en raison de son faible niveau de bruit et de sa meilleure stabilité thermique.
- L'inclusion systématique des pertes comme entrée peut améliorer les performances dans des conditions identiques à celles d'identification, mais réduit la robustesse lors d'un changement de régime thermique.

L'analyse comparative a montré qu'un modèle optimisé uniquement dans ses conditions d'identification peut perdre en robustesse lorsqu'un changement de condition thermique intervient. Cela a conduit à un compromis pour l'extraction d'un modèle, combinant stabilité (NTC) et pertinence spatiale (thermocouples localisés – optimisation PSO), capable de maintenir des performances élevées dans l'ensemble des configurations de refroidissement étudiées.

Cela démontre l'effet néfaste du bruit de mesure et de la localisation spatiale des capteurs. Les thermocouples directement exposés ou trop éloignés de la zone d'intérêt peuvent dégrader la robustesse du modèle, tandis qu'un capteur thermiquement représentatif et peu bruité améliore significativement la généralisation. Ainsi, la sélection optimale des entrées apparaît comme un levier fondamental pour construire un modèle ARX robuste. C'est pour cette raison que le cas où la jonction étudiée est spatialement proche de la NTC s'est révélé être le plus performant dans ce chapitre. Dans cette configuration, en limitant la zone de recherche du PSO aux capteurs physiquement représentatifs de la région considérée, l'algorithme sélectionne naturellement la NTC accompagnée de thermocouples voisins. Cette configuration conduit non pas à un compromis sur le modèle, mais à un modèle réellement généralisable, performant sous l'ensemble des conditions de refroidissement étudiées.

Ces résultats soulignent l'intérêt de privilégier l'intégration d'une NTC à proximité de la zone thermique d'intérêt dès la phase de conception de la carte électronique, afin de disposer d'une mesure thermique fiable et fortement corrélée à la variable étudiée. De plus, la présence d'une NTC positionnée de manière reproductible favorise également la transférabilité et la reproductibilité des modèles identifiés, permettant d'appliquer un modèle extrait à partir d'une carte à d'autres cartes identiques.

Dans la dernière partie du chapitre, en perspectives de ces travaux de thèse, une méthode utilisant un circuit de mesure basé sur une mesure de la tension de seuil dynamique, et dépendante de la température de jonction TSEP a été étudiée afin d'obtenir une estimation fiable de la température de jonction en simulation LTspice. Cette approche a permis de montrer que le TSEP constitue une référence pertinente pour la température de jonction et qu'un modèle ARX peut être identifié à partir de cette estimation. Une fois identifié, le modèle ARX peut reproduire la température de jonction sans nécessiter d'avoir le circuit TSEP en fonctionnement continu. Ainsi, l'association TSEP–ARX constitue une combinaison complémentaire de résolution : le TSEP fournit une référence initiale, tandis que l'ARX permet une estimation embarquée continue, sans instrumentation complexe et sans impact thermique supplémentaire.

Conclusion générale

La gestion thermique des systèmes d'électronique de puissance s'impose aujourd'hui comme un enjeu majeur, en particulier avec l'essor des semi-conducteurs à large bande interdite et l'augmentation continue des densités de puissance. L'amélioration des performances électriques s'accompagne d'une concentration accrue des flux thermiques, rendant la maîtrise de la température interne des composants plus critique que jamais. Parmi toutes les grandeurs thermiques, la température de jonction demeure la plus déterminante, puisqu'elle conditionne directement la fiabilité, la durée de vie et la stabilité des dispositifs.

Les approches classiques de modélisation thermique, fondées sur des réseaux compacts de type RC, ont démontré leur utilité pour représenter la dynamique thermique des composants de puissance. Ces modèles offrent un bon compromis entre précision et rapidité de calcul, et peuvent atteindre des niveaux d'ajustement élevés lorsqu'ils sont correctement extraits à partir de simulations détaillées. Toutefois, leur validité reste étroitement liée aux conditions dans lesquelles ils ont été identifiés. Toute modification du profil de puissance, du système de refroidissement ou des conditions aux limites peut entraîner une dégradation notable des performances. De plus, ces approches supposent souvent l'accès à des températures intermédiaires, telles que celle de la semelle, qui ne sont pas toujours mesurables dans des configurations industrielles réelles.

Face à ces limitations, une approche alternative reposant sur l'identification de systèmes a été explorée. Les modèles ARX permettent de reconstruire des températures internes à partir de signaux directement mesurables, sans dépendre explicitement d'une description géométrique détaillée du composant. Les résultats obtenus ont montré qu'un modèle ARX est capable de capturer la dynamique thermique réelle du système, y compris dans des situations où des phénomènes difficiles à modéliser physiquement tels que les imperfections d'assemblage ou les variations locales de convection influencent le comportement thermique.

Un point central mis en évidence concerne le choix des entrées du modèle. L'utilisation exclusive des pertes dissipées peut conduire à de bonnes performances lorsque les conditions restent similaires à celles de l'identification, mais cette stratégie montre rapidement ses limites lorsque le régime thermique évolue. À l'inverse, l'intégration de mesures thermiques locales apporte une information directe sur l'état thermique du système et améliore sensiblement la robustesse du modèle. Cette observation a conduit à l'introduction de structures multi-entrées, capables de combiner plusieurs sources d'information afin d'augmenter la stabilité et la capacité de généralisation.

L'exploitation simultanée de plusieurs capteurs thermiques a permis d'identifier des configurations capables de maintenir des performances élevées sous différents régimes de refroidissement, qu'il s'agisse de convection naturelle, forcée ou d'immersion. Il est apparu que la robustesse du modèle ne dépend pas uniquement du nombre d'entrées, mais surtout de leur pertinence physique. La localisation spatiale des capteurs et leur niveau de bruit jouent un rôle déterminant. Un capteur thermiquement représentatif et stable améliore la généralisation du modèle, tandis qu'un capteur trop éloigné de la zone d'intérêt ou trop sensible aux perturbations peut en dégrader la fiabilité. L'automatisation du choix des entrées à l'aide d'un algorithme d'optimisation a permis de structurer cette sélection et d'identifier des combinaisons cohérentes avec la réalité thermique étudiée.

En parallèle, l'utilisation d'une méthode TSEP basée sur la tension de seuil dynamique a permis d'obtenir, en simulation, une référence indépendante de la température de jonction. Cette référence a servi de base pour identifier un modèle ARX dédié à la reconstruction de la température de jonction. Une fois calibré, le modèle peut reproduire la température interne sans avoir le circuit de mesure en fonctionnement continu, ouvrant ainsi la voie à une estimation embarquée plus légère et moins intrusive.

Dans son ensemble, ce travail met en évidence que, dans de nombreux cas pratiques, une approche isolée, qu'elle soit purement physique ou purement statistique, peut montrer ses limites face aux contraintes actuelles de la gestion thermique des systèmes de puissance. Les modèles physiques conservent toute leur pertinence pour la compréhension des mécanismes fondamentaux, tandis que les approches orientées « données » offrent une grande flexibilité vis-à-vis des conditions réelles. Toutefois, c'est généralement la combinaison d'une compréhension physique des phénomènes thermiques, d'une exploitation rigoureuse des mesures disponibles et d'outils d'identification adaptés qui permet d'améliorer la robustesse globale de l'estimation thermique.

Au-delà des résultats obtenus, la thèse met ainsi en lumière une manière d'aborder la modélisation thermique en électronique de puissance comme un outil évolutif, capable d'intégrer l'information réellement mesurable et de s'ajuster aux conditions de fonctionnement. Le travail mené a notamment permis de valider expérimentalement la pertinence de l'utilisation de mesures thermiques locales, telles que les thermocouples et la NTC, comme entrées d'un modèle ARX pour la reconstruction de températures inaccessibles et internes. Il ne s'agit pas uniquement d'une démonstration théorique, mais d'une validation concrète montrant que ces capteurs, lorsqu'ils sont correctement positionnés et sélectionnés, peuvent conduire à des estimations robustes et généralisables dans le cadre étudié.

Ainsi, la modélisation thermique n'est plus considérée uniquement comme une description déterministe fondée sur des hypothèses fixes, mais également comme un processus pouvant s'appuyer sur les informations réellement accessibles pour améliorer l'adaptation aux conditions de fonctionnement. Dans un contexte où la fiabilité, l'efficacité énergétique et la compacité des systèmes d'électronique de puissance deviennent des exigences structurantes, cette démarche contribue à renforcer la crédibilité des capteurs virtuels thermiques embarqués comme outils d'aide à la supervision.

Perspectives

Une première perspective à ce travail de thèse consiste à explorer des structures non linéaires de type NARX. Les modèles ARX linéaires ont montré de très bonnes performances dans le cadre étudié, mais certaines limitations apparaissent lorsque la relation entre les entrées (par exemple les pertes dissipées) et la dynamique thermique devient fortement non linéaire. L'introduction de termes non linéaires pourrait permettre de mieux capturer ces effets. Toutefois, l'identification d'un modèle non linéaire nécessite une attention particulière à la stabilité et à la robustesse. Un modèle NARX mal identifié peut présenter une instabilité hors domaine d'identification ou une perte de robustesse en extrapolation. L'enjeu ne réside donc pas uniquement dans le gain potentiel en précision, mais également dans la garantie d'un comportement stable lorsque les conditions de fonctionnement s'éloignent des données d'apprentissage.

Une autre perspective concerne l'utilisation de modèles issus de l'intelligence artificielle, tels que les réseaux de neurones récurrents (RNN). Ces approches connaissent un développement rapide et ont démontré leur capacité à modéliser des dynamiques complexes dans de nombreux domaines. Dans le contexte thermique, ces modèles pourraient capturer des relations fortement non linéaires et des couplages complexes entre les différentes entrées. Néanmoins, leur mise en œuvre soulève plusieurs questions : besoin important d'une large base de données d'entraînement, risque de surapprentissage, interprétabilité limitée et coût de calcul plus élevé. Une investigation approfondie serait nécessaire pour évaluer si le gain potentiel en performance justifie la complexité supplémentaire par rapport aux modèles ARX linéaires par exemple, qui présentent déjà un bon compromis entre précision, robustesse et simplicité d'implémentation.

Les travaux réalisés ont montré l'intérêt d'utiliser les paramètres électriques sensibles à la température comme référence pour la calibration d'un modèle ARX. Une perspective importante consiste à approfondir cette approche dans un cadre expérimental complet, en exploitant des mesures

TSEP réelles expérimentales sous différentes conditions de fonctionnement. L'objectif serait de construire un modèle robuste directement à partir des mesures TSEP, en évaluant sa stabilité à long terme, sa sensibilité au bruit de mesure et son comportement face au vieillissement du composant. Une telle étude permettrait de consolider l'association entre TSEP et ARX comme solution embarquée crédible pour l'estimation de la température de jonction.

Enfin, une autre piste d'amélioration concerne la prise en compte explicite du bruit de mesure. Les mesures par thermocouples présentent en effet un niveau de bruit non négligeable, susceptible d'influencer l'identification du modèle, en particulier dans les configurations d'immersion. Les structures ARMAX, qui intègrent une modélisation explicite du bruit, pourraient permettre de mieux représenter la dynamique perturbée et d'améliorer la robustesse de l'estimation. L'investigation de modèles ARMAX permettrait d'évaluer si cette modélisation explicite du bruit peut conduire à une amélioration significative des performances par rapport aux structures ARX utilisées dans ce travail. Elle pourrait également permettre d'analyser si une telle approche réduit la dépendance à l'utilisation d'un capteur thermiquement plus stable, comme la NTC dans le cas de l'immersion, tout en conservant une stabilité et une complexité compatibles avec une implémentation embarquée.

ANNEXE.1 Impact du nombre d'entrées sur la performance et le temps d'optimisation du modèle MISO–ARX

La Figure 1 présente l'influence du nombre d'entrées utilisées dans le modèle MISO–ARX sur deux critères principaux : l'ajustement moyen obtenu sur l'ensemble des profils de validation et le temps de calcul nécessaire à l'optimisation. Cette analyse est réalisée sur le cas étudié dans la section IV-3.2.5 du chapitre IV et est présentée ici à titre d'exemple afin d'illustrer l'impact du nombre d'entrées sur le processus d'identification. Le choix du nombre d'entrées repose sur un compromis entre la performance du modèle et le coût computationnel. En effet, dans le cadre d'une optimisation par PSO, l'augmentation du nombre d'entrées élargit l'espace de recherche des combinaisons possibles d'entrées, ce qui augmente directement le temps nécessaire à l'identification des entrées optimales. Par ailleurs, pour chaque combinaison d'entrées évaluée, l'extraction d'un modèle ARX optimal nécessite également une exploration plus large de l'espace des paramètres, ce qui accroît encore le temps de calcul.

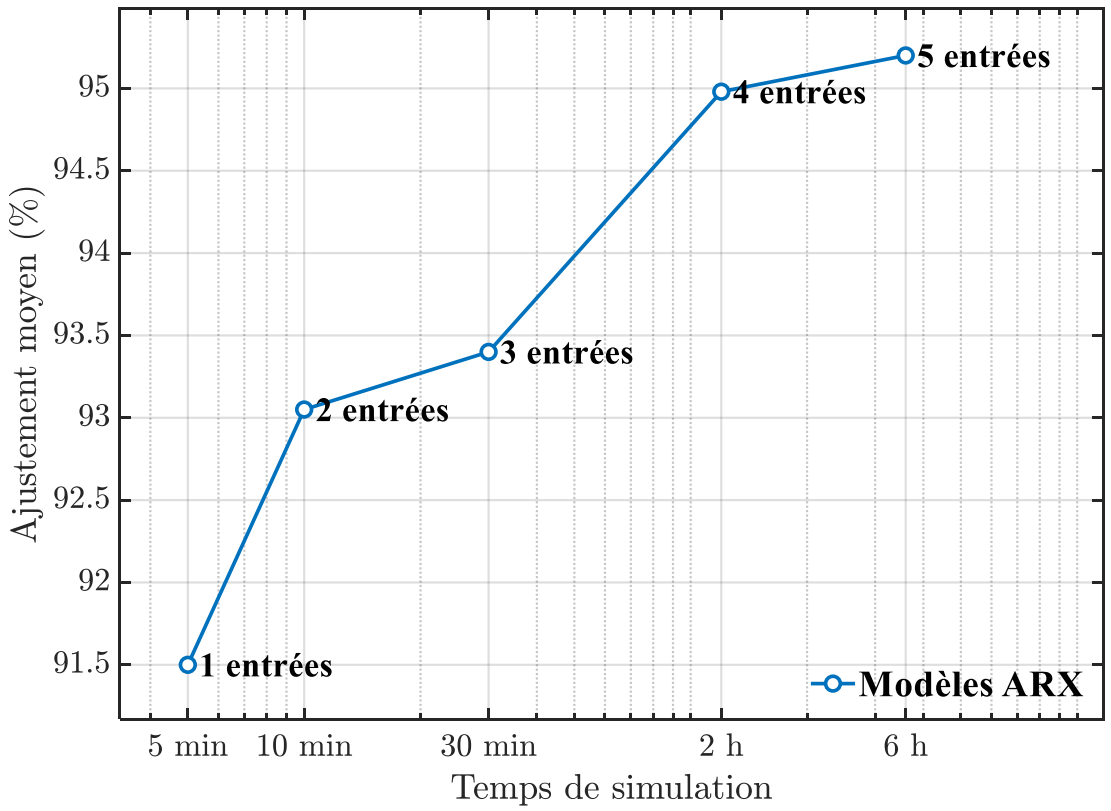


Figure 1 Compromis précision / temps de calcul des modèles ARX

Dans cette comparaison, le temps total de simulation correspond donc au temps nécessaire pour identifier à la fois les meilleures entrées via le PSO et le modèle ARX optimal associé. Une fois ce modèle extrait, son ajustement moyen est évalué sur l'ensemble des profils de validation étudiés, incluant la convection naturelle et forcée dans l'air ainsi que l'immersion naturelle et forcée. Les résultats montrent que l'augmentation du nombre d'entrées améliore progressivement l'ajustement moyen, mais au prix d'une augmentation très importante du temps de simulation. Ainsi, un modèle à une entrée présente un ajustement moyen de 91,51 % pour un temps de simulation d'environ 5 minutes. Un modèle à deux entrées atteint 93,05 % pour environ 10 minutes, tandis qu'un modèle à trois entrées atteint 93,4 % pour environ 30 minutes. L'amélioration devient plus marquée pour quatre entrées, avec un ajustement moyen de 94,98 %, mais au prix d'un temps de simulation d'environ 2 heures. En revanche, l'ajout d'une cinquième entrée n'apporte qu'un gain marginal, l'ajustement atteignant 95,2 %, alors que le temps de simulation augmente fortement jusqu'à environ 6 heures.

Ces résultats montrent que l'augmentation du nombre d'entrées conduit rapidement à une croissance importante du coût de calcul, alors que le gain en performance tend à se stabiliser. Dans ce contexte, le modèle à quatre entrées apparaît comme le meilleur compromis entre précision et temps de simulation. Il offre un degré de liberté suffisant pour permettre à l'algorithme d'optimisation de sélectionner des entrées thermiquement pertinentes, tout en évitant le coût computationnel très élevé associé à l'utilisation d'un nombre d'entrées plus important. Pour cette raison, et malgré un léger gain d'ajustement avec cinq entrées, la structure à quatre entrées est retenue dans l'étude.

ANNEXE.2 Influence du nombre de paramètres sur la parcimonie et la robustesse du modèle ARX

Le nombre maximal de paramètres autorisés dans le modèle, que ce soit pour la partie autorégressive (n_a) ou pour la partie exogène (n_b), constitue un élément important dans le processus d'identification. En effet, comme évoqué dans le chapitre III (section III.5.3.1.a - section III.4.3.3), augmenter le nombre de paramètres ne signifie pas nécessairement améliorer la robustesse du modèle. Dans la plupart des cas, cela permet surtout d'augmenter l'ajustement sur le profil d'identification, au risque de créer un modèle sur-paramétré et peu généralisable. Il est donc nécessaire de rechercher un modèle parcimonieux, capable de représenter correctement la dynamique du système tout en conservant une bonne robustesse.

Dans ce travail, la sélection du modèle repose sur une approche en deux étapes. Dans un premier temps, les modèles les moins parcimonieux sont éliminés à l'aide du critère AIC, qui pénalise l'augmentation excessive du nombre de paramètres. Dans un second temps, parmi les modèles restants, le modèle retenu est celui présentant le meilleur ajustement. Cette démarche permet d'éliminer les modèles sur-paramétrés tout en privilégiant les structures offrant les meilleures performances. Toutefois, dans cette étude, les profils utilisés pour l'identification et la calibration sont réalisés en convection naturelle dans l'air. Dans ces conditions, la sélection basée sur l'AIC et l'ajustement garantit que le modèle est bien adapté à ce régime thermique. En revanche, il reste difficile de savoir à partir de quel nombre de paramètres le modèle devient sur-paramétré et perd en robustesse lorsqu'il est appliqué à d'autres conditions de refroidissement.

Afin d'évaluer cet aspect, une étude complémentaire a été réalisée pour analyser l'influence du nombre de paramètres $\left(n_a/n_{b,r} = x \right)$ sur la robustesse du modèle. Le modèle est identifié et calibré en convection naturelle dans l'air dans le cas étudié en section IV-3.2.5 du chapitre IV, puis son ajustement moyen est évalué sur l'ensemble des profils de validation incluant la convection naturelle et forcée dans l'air ainsi que l'immersion naturelle et forcée.

La Figure 1 correspondante présente, pour un modèle MISO–ARX à quatre entrées, deux indicateurs : d'une part l'ajustement moyen obtenu sur les profils en convection naturelle dans l'air, et d'autre part l'ajustement moyen global obtenu sur l'ensemble des profils incluant les autres conditions de refroidissement.

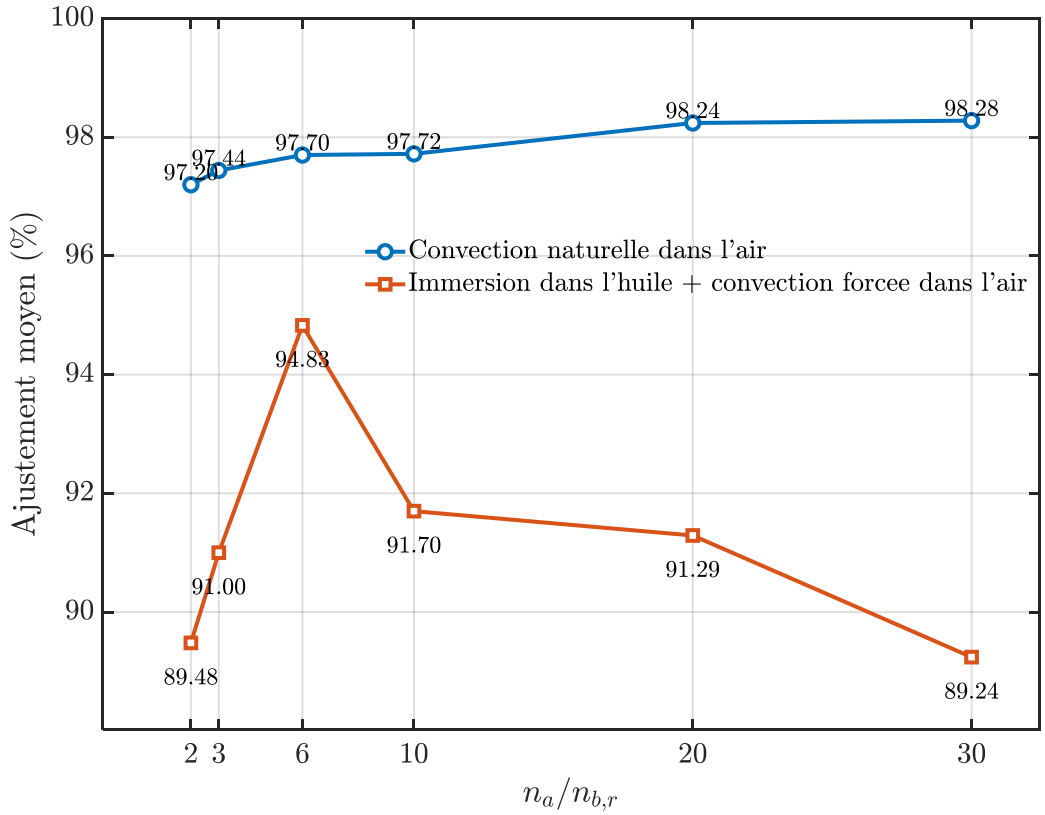


Figure 1 Influence du nombre de paramètres sur la parcimonie et la robustesse du modèle ARX

Les résultats montrent que l'augmentation du nombre de paramètres améliore systématiquement l'ajustement moyen dans le cas de la convection naturelle dans l'air, c'est-à-dire dans les conditions d'identification du modèle. En revanche, lorsque le modèle est appliqué à d'autres conditions de refroidissement, l'évolution est différente. Une augmentation modérée du nombre de paramètres améliore initialement la capacité de généralisation du modèle. Cependant, au-delà d'un certain seuil dans ce cas six paramètres par entrée l'ajustement commence à se dégrader de manière significative.

Ce comportement s'explique par le fait qu'un modèle possédant un trop grand nombre de paramètres devient moins parcimonieux et plus sensible au bruit de mesure. Ce phénomène est particulièrement visible dans les essais en immersion, où le niveau de bruit des thermocouples est plus élevé. Ainsi, même si le modèle s'ajuste mieux dans les conditions d'identification, sa robustesse globale diminue lorsque le nombre de paramètres devient trop important.

À partir de cette analyse, le nombre maximal de paramètres retenu dans cette thèse pour un modèle MISO–ARX à quatre entrées est fixé à $n_a = n_{b,r} = 7$. Pour les modèles SISO–ARX issus de la même étude mais ne comportant qu'une seule entrée, la limite est fixée à $n_a = n_b = 10$.

Il convient toutefois de noter que cette limitation dépend fortement des conditions utilisées pour l'identification et la calibration. Dans le cas où la calibration serait réalisée dans des conditions thermiques différentes, par exemple en immersion, il ne serait pas nécessaire d'imposer une limite stricte sur le nombre de paramètres. Dans ce cas, le processus de sélection basé sur le critère AIC et l'évaluation de l'ajustement serait capable d'identifier automatiquement le point à partir duquel le modèle devient moins généralisable.

ANNEXE.3 Modèle MISO ARX non optimisé par un l'algorithme d'optimisation PSO

L'identification et la calibration dans ce cas ont été effectuées en convection naturelle dans l'air, mais les capteurs sélectionnés manuellement (TC_2, TC_9, TC_{17}, TC_{19}) ne présentaient pas de cohérence spatiale avec la zone thermique étudiée.

Les résultats obtenus mettent en évidence une dégradation significative des performances. Pour la première fois, un ajustement inférieur à 95 % a été observé même dans un cas pourtant favorable, à savoir lorsque l'identification et la calibration sont réalisées en convection naturelle dans l'air, la validation dans ce même régime n'atteint que 83,21 %. Les performances se détériorent encore davantage dans les autres régimes thermiques, avec des ajustements particulièrement faibles en convection forcée dans l'air (23,26 %), en immersion naturelle (47,18 %) et en immersion forcée (36,96 %).

Ces résultats démontrent clairement que l'utilisation d'un modèle MISO–ARX ne garantit pas, à elle seule, des performances élevées. Si les résultats présentés dans le corps du chapitre peuvent donner l'impression d'une robustesse quasi systématique, cette configuration met en évidence qu'un choix d'entrées inadapté peut conduire à un modèle incapable d'assurer une identification correcte, ni même de maintenir une robustesse minimale face aux changements de régime thermique. Ainsi, ces essais soulignent l'importance fondamentale de la sélection des entrées. Sans optimisation structurée et sans cohérence physique dans le choix des capteurs, un modèle MISO–ARX peut devenir inexploitable, même lorsque la structure mathématique est identique. Cette observation confirme que la performance du modèle repose avant tout sur la pertinence thermique des informations injectées en entrée.

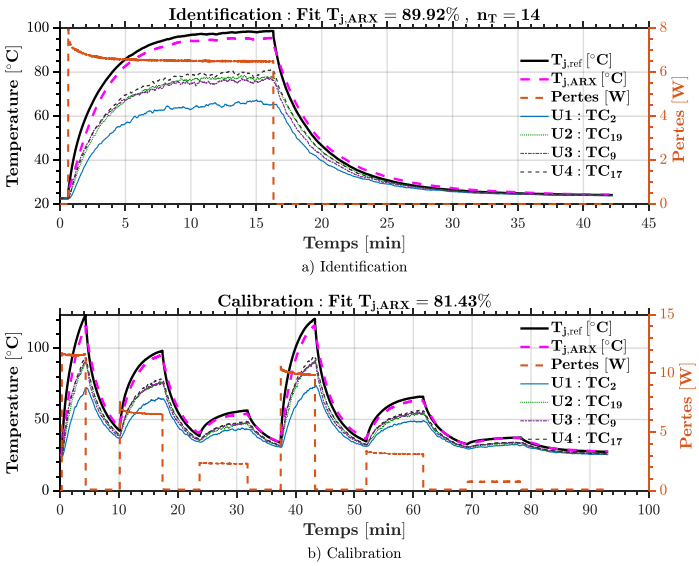


Figure 1 Identification/calibration en convection naturelle dans l'air d'un modèle MISO-ARX non optimisé par PSO

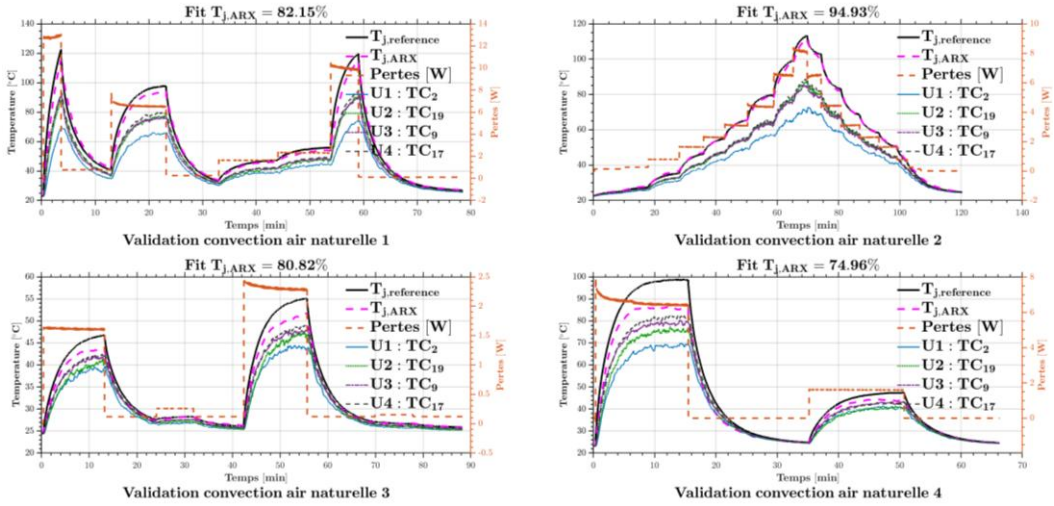


Figure 2 Validation du modèle en convection naturelle dans l'air (ajustement moyen 83.21%)

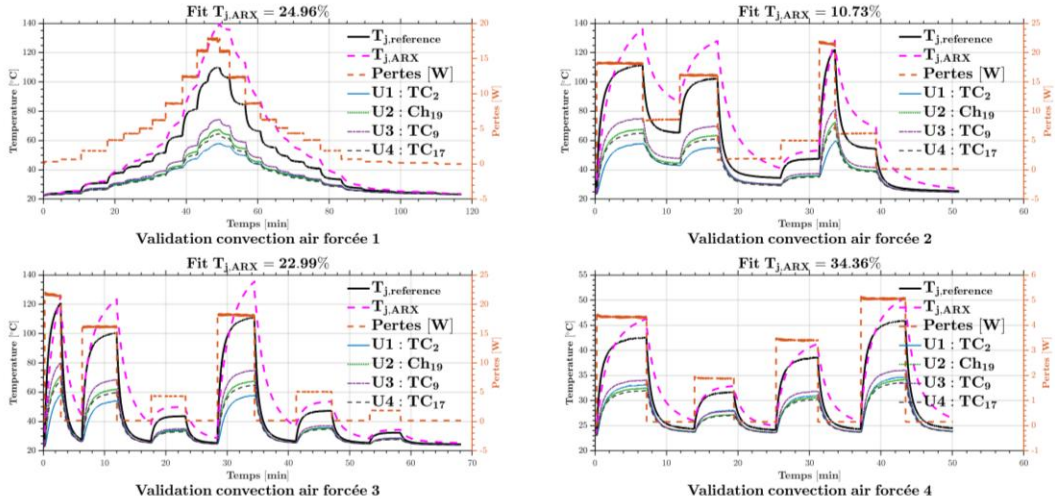


Figure 3 Validation du modèle en convection forcée dans l'air (ajustement moyen 23.26%)

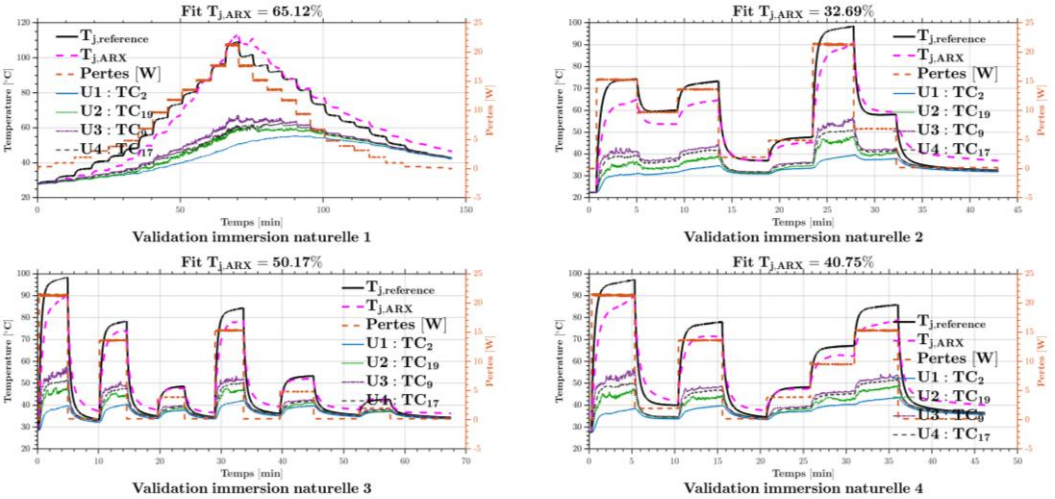


Figure 4 Validation du modèle en immersion à convection naturelle dans l'huile (ajustement moyen 47.18%)

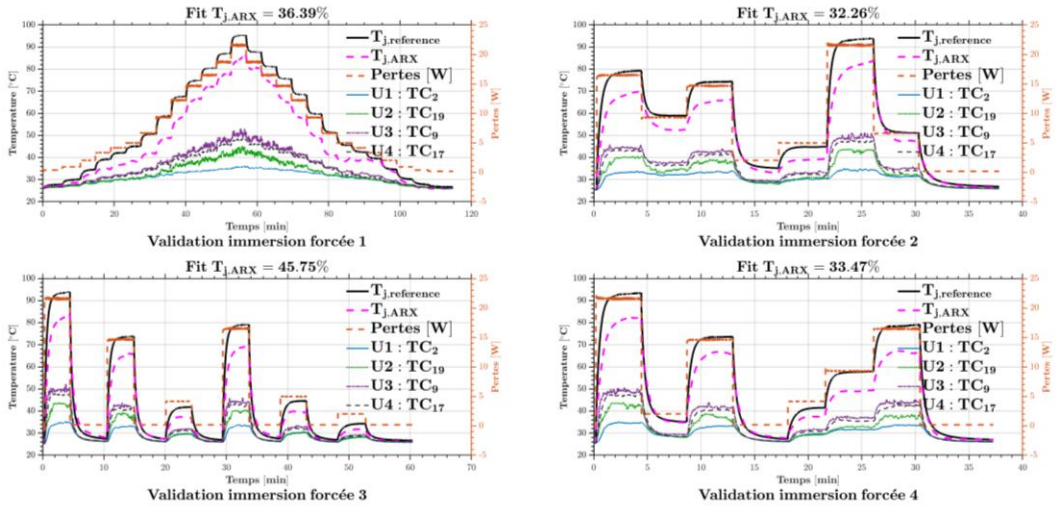


Figure 5 Validation du modèle IV en immersion à convection forcée dans l'huile (ajustement moyen 36.96%)

ANNEXE.4 Modèle MISO ARX optimisé pour un profil d'identification en convection naturelle dans l'air et une calibration en convection forcée dans l'air

Dans cette configuration, l'identification est réalisée en convection naturelle dans l'air et la calibration en convection forcée dans l'air, mais sans imposer la présence de la NTC parmi les entrées du modèle ($TC_{13}, TC_{14}, TC_5, TC_9$).

Contrairement au modèle présenté dans le corps du chapitre IV (section IV-3.2.4), l'algorithme PSO est ici entièrement libre de sélectionner les capteurs qu'il juge les plus pertinents pour maximiser les performances dans le cadre défini par l'identification et la calibration. Dans ce contexte, l'optimisation tend naturellement à privilégier des capteurs dont la dynamique thermique reflète le mieux le comportement en convection forcée dans l'air. Autrement dit, les entrées sélectionnées correspondent principalement à des points thermiquement cohérents avec le coefficient de convection local observé lors du passage vers le refroidissement par convection forcée dans l'air.

Il en résulte un modèle particulièrement performant pour la validation en convection forcée dans l'air (la meilleure performance possible pour ce cas d'étude), puisque la sélection des entrées est implicitement orientée vers l'optimisation de ce régime thermique spécifique. L'ajustement obtenu dans ce cas est excellent (98,08 %), ce qui confirme que le modèle est fortement adapté aux conditions pour lesquelles il a été optimisé. En revanche, cette spécialisation se fait au détriment de la robustesse globale. L'absence de la NTC, qui constitue un capteur thermiquement plus stable, pénalise fortement les performances lors des validations en immersion. Les ajustements obtenus en immersion naturelle (75 %) et en immersion forcée (74,11 %) sont les plus faibles parmi l'ensemble des configurations étudiées.

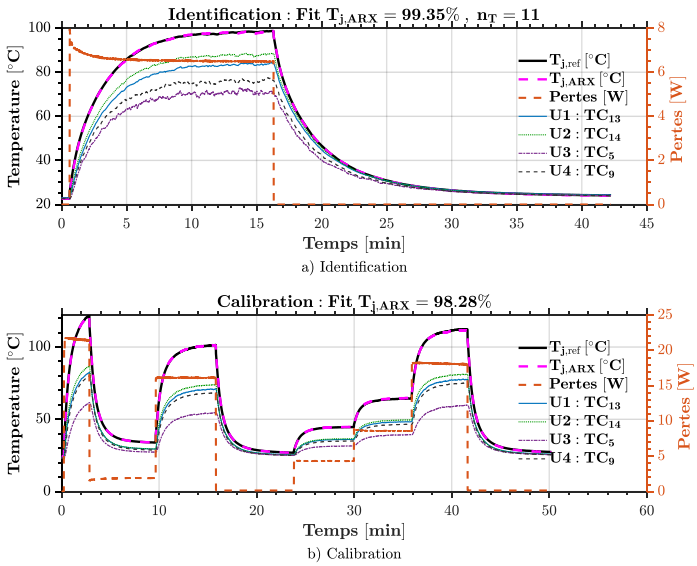


Figure 1 Identification en convection naturelle dans l'air et calibration en convection forcée dans l'air d'un modèle MISO-ARX (Modèle optimisé sans NTC)

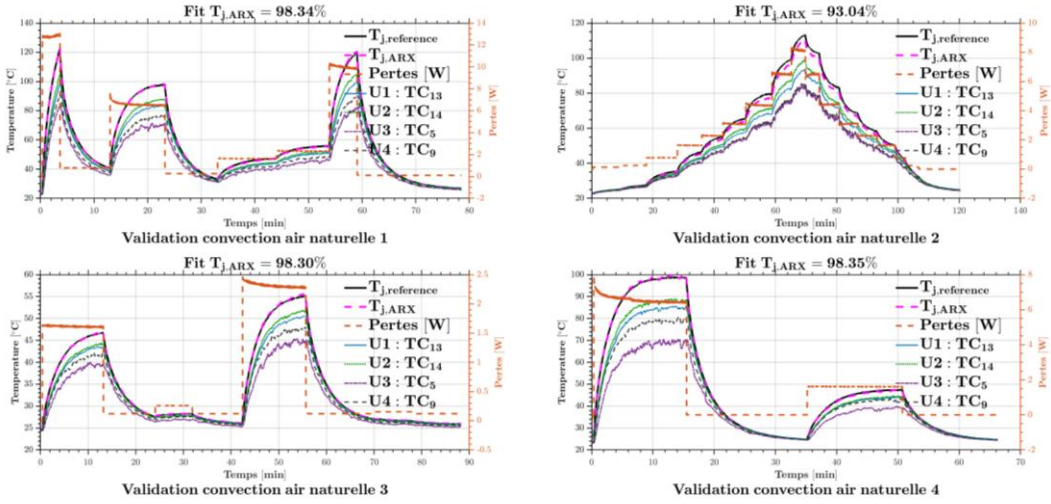


Figure 2 Validation du modèle en convection naturelle dans l'air (ajustement moyen 97.01%)

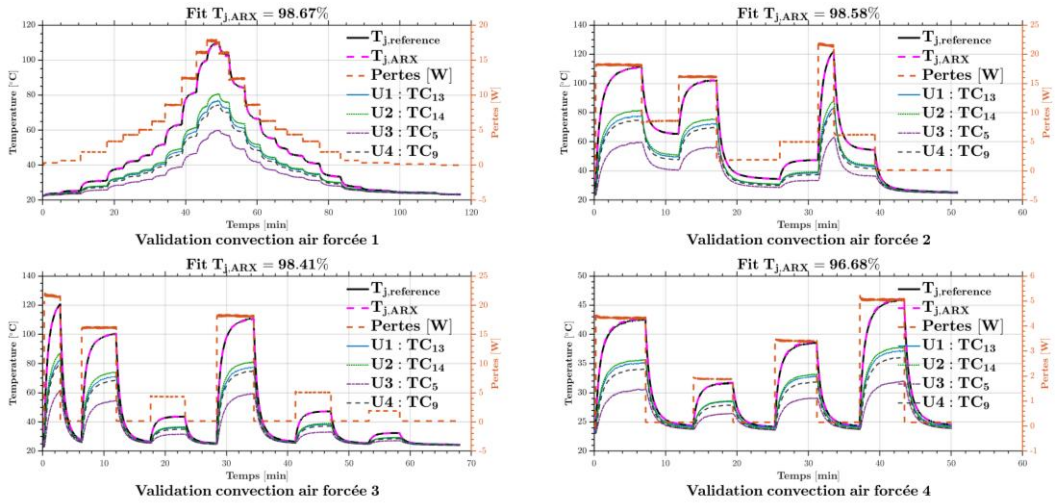


Figure 3 Validation du modèle en convection forcée dans l'air (ajustement moyen 98.08%)

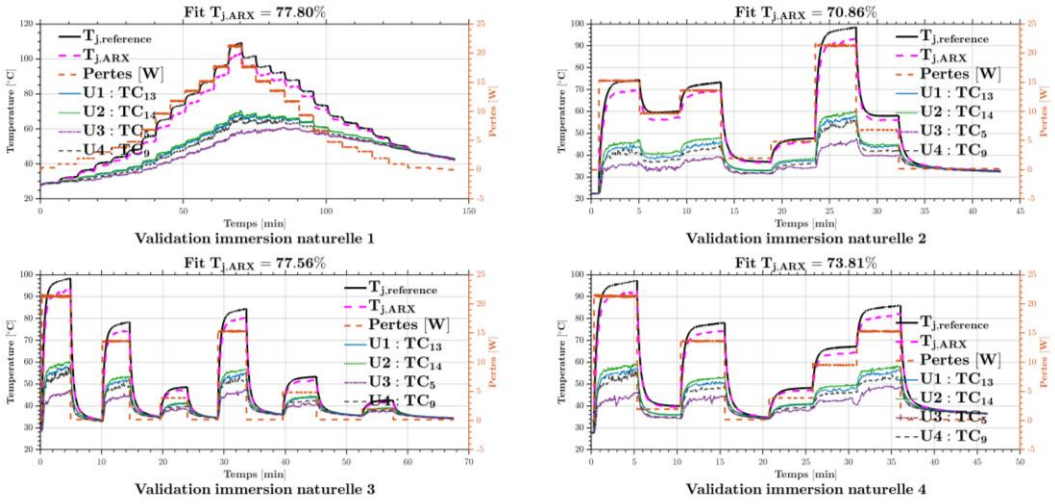


Figure 4 Validation du modèle en immersion à convection naturelle dans l'huile (ajustement moyen 75%)

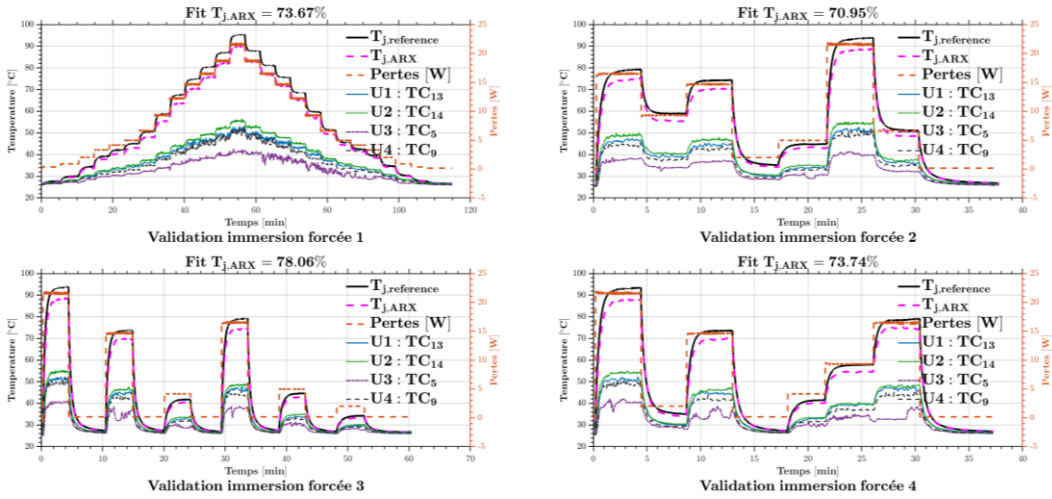


Figure 5 Validation du modèle IV en immersion à convection forcée dans l'huile (ajustement moyen 74.11%)

ANNEXE.5 Méthode d'extraction dynamique du V_{TH}

1.Principe de la dépendance en température de la tension de seuil V_{TH}

La tension de seuil V_{TH} d'un MOSFET correspond à la tension de grille à partir de laquelle un canal conducteur se forme dans le semi-conducteur, permettant le passage du courant entre le drain et la source. Cette grandeur est directement liée à l'équilibre électrostatique dans la structure MOS et dépend donc des propriétés physiques du semi-conducteur.

Lorsque la température de jonction T_j augmente, plusieurs phénomènes fondamentaux affectent cet équilibre. En particulier, l'augmentation de la température entraîne une élévation de la concentration intrinsèque de porteurs dans le semi-conducteur, ce qui modifie la répartition des charges dans la zone proche de l'interface grille–semi-conducteur. Cette redistribution conduit globalement à une réduction de la tension nécessaire pour initier l'inversion, et donc à une diminution de la tension de seuil.

Par ailleurs, l'élévation de la température influence également les charges présentes à l'interface entre l'oxyde de grille et le semi-conducteur. La probabilité d'occupation de certains états électroniques évolue avec la température, ce qui contribue à modifier le champ électrique requis pour former le canal. L'effet combiné de ces mécanismes conduit, dans la grande majorité des cas, à une variation négative de V_{TH} avec la température, c'est-à-dire une décroissance quasi linéaire de V_{TH} lorsque T_j augmente.

Cette sensibilité thermique de la tension de seuil est bien documentée pour les MOSFETs SiC et constitue un comportement robuste et reproductible sur une large plage de température [37]. Elle rend la tension V_{TH} particulièrement intéressante comme paramètre électrique sensible à la température (TSEP), notamment pour l'estimation indirecte de la température de jonction.

Cependant, les méthodes conventionnelles d'extraction de V_{TH}, généralement basées sur des conditions de courant statique, nécessitent une modification du fonctionnement normal du convertisseur ou une interruption temporaire de la commutation [3]. Ces contraintes limitent leur utilisation directe pour une mesure en ligne, ce qui motive le recours à des approches alternatives ou hybrides pour l'estimation thermique en conditions réelles de fonctionnement.

2.Extraction dynamique de la tension de seuil V_{TH} lors du transitoire de mise en conduction

La tension de seuil V_{TH} d'un MOSFET SiC peut être extraite de manière dynamique pendant le transitoire de mise en conduction (*turn-on*), en analysant les signaux électriques naturellement présents lors de la commutation. Le principe repose sur l'étude du comportement transitoire de la tension de grille V_{GS}, du courant de drain $I_D$et des effets induits par les éléments parasites du dispositif.

Le circuit équivalent d'un MOSFET SiC à quatre broches est représenté en Figure 1. Il inclut les principaux éléments non idéaux du composant et de son environnement : la résistance de grille externe $R_{g,\text{ext}}$, la résistance de grille interne $R_{g,\text{int}}$, les inductances parasites du circuit de grille ($L_{g,\text{ext}}$, $L_{g,\text{int}}$), ainsi que les inductances associées à la source de puissance L_{sp} et à la source Kelvin L_{sk}. Grâce à l'utilisation de la borne Kelvin, la tension grille–source V_{GS} est découplée du courant circulant dans la boucle de puissance, ce qui permet une observation plus fidèle du comportement intrinsèque du transistor.

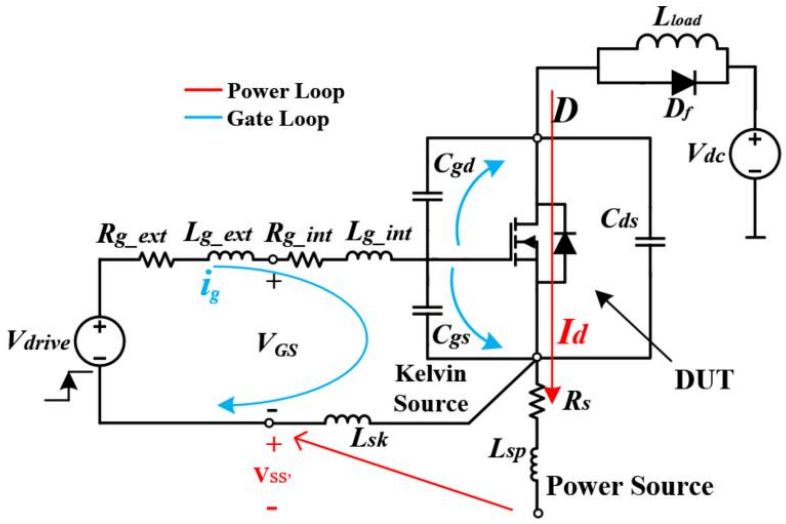


Figure 1 Circuit équivalent d'un MOSFET SiC [37]

Les formes d'onde typiques observées lors du transitoire de turn-on sont illustrées en Figure 2. Ce transitoire peut être décomposé en plusieurs phases successives. Durant la phase de retard à l'allumage, comprise entre les instants t_0 et t_1, le MOSFET reste bloqué : le courant de drain I_D est nul et la tension drain–source V_{DS} demeure constante. Dans cet intervalle, la tension de grille V_{GS} augmente sous l'effet du courant de grille I_G, principalement utilisé pour charger la capacité d'entrée C_{iss}, composée des capacités C_{GS}et C_{GD}.

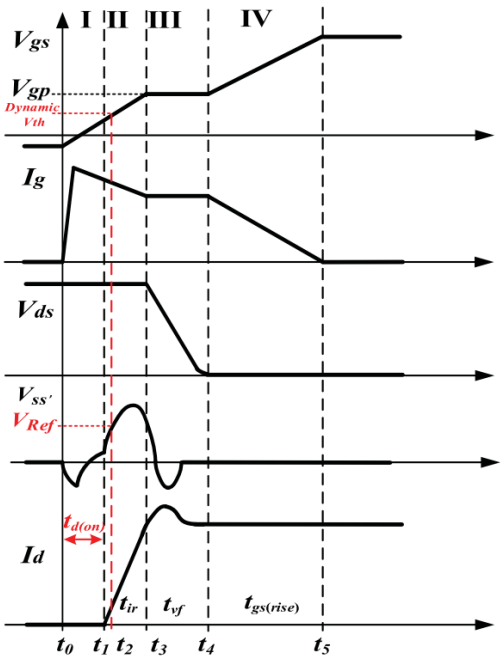


Figure 2 Les formes d'onde observées lors du transitoire de turn-on [37]

Lorsque V_{GS} atteint la valeur de la tension de seuil V_{TH} à l'instant t_1, le canal commence à se former et le courant de drain I_D débute sa montée. Cette augmentation rapide du courant induit une variation de tension sur les inductances parasites de la source, en particulier L_{sp}, générant une tension transitoire mesurable, notée V_{SS}. Cette signature électrique apparaît entre les instants $t_1$et t_3 et constitue un indicateur précis du début effectif de la conduction.

La tension de seuil dynamique est définie comme la valeur de la tension de grille V_{GS} correspondant au début de la montée du courant de drain [37]. Afin de détecter cet instant de manière robuste, un seuil de référence V_{Ref} est appliqué à la tension induite V_{SS}. L'instant correspondant, noté t_2, permet d'associer directement une valeur dynamique de V_{TH} à partir de la mesure de $V_{GS}(t_2)$. Il est important de noter que les instants $t_1$et t_2 dépendent directement de la dynamique du circuit de grille, et en particulier des paramètres $R_{g,\text{ext}}$, $R_{g,\text{int}}$ et C_{iss}, supposés faiblement dépendants de la température dans cette étude. En revanche, la tension de seuil V_{TH} présente une dépendance thermique marquée : lorsque la température de jonction augmente, V_{TH} diminue, ce qui entraîne une réduction du temps de retard à l'allumage. Ainsi, les instants $t_1$et t_2 se produisent plus tôt lorsque la température augmente.

Cette méthode d'extraction dynamique de V_{TH} présente un avantage majeur par rapport aux techniques statiques classiques : elle peut être mise en œuvre en conditions réelles de commutation,

sans interruption du fonctionnement du convertisseur ni modification de la topologie du circuit. Elle constitue ainsi une méthode TSEP dynamique particulièrement adaptée à l'estimation expérimentale de la température de jonction des MOSFETs SiC.

3.Influence de la boucle de grille sur la tension de seuil dynamique

Lors du transitoire de mise en conduction, un courant de grille important circule dans la boucle de grille afin de charger la capacité d'entrée C_{iss}. Ce courant engendre des chutes de tension non négligeables aux bornes des résistances de grille et des inductances parasites de la boucle de commande. En conséquence, la tension de grille mesurée au moment du début de la montée du courant de drain inclut non seulement la tension de seuil propre du dispositif, mais également ces chutes de tension parasites. La tension de seuil dynamique mesurée apparaît ainsi plus élevée que la valeur réelle de V_{TH}. La Figure 3 présente le circuit équivalent du MOSFET SiC durant cette phase de montée du courant.

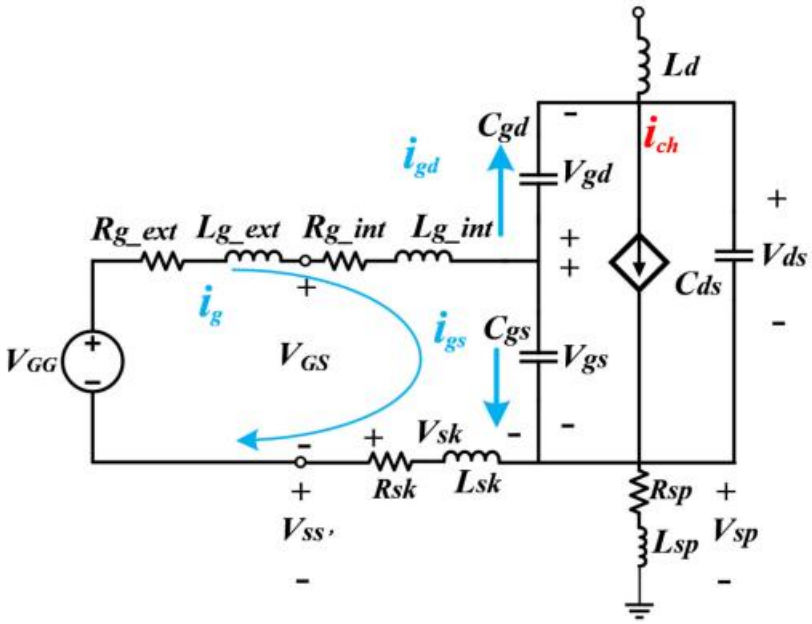


Figure 3 Les circuits équivalents du MOSFET SiC durant la phase de montée du courant [37]

Cette dépendance vis-à-vis des éléments en série de la boucle de grille est généralement indésirable, car elle tend à réduire la sensibilité thermique effective du V_{TH} dynamique. En effet, une partie de la variation observée sur la tension de grille provient alors des chutes de tension liées au courant de grille, et non uniquement de la variation intrinsèque de la tension de seuil avec la température de jonction.

Néanmoins, le choix de la résistance de grille externe $R_{g,\text{ext}}$ joue un rôle déterminant dans ce compromis. Une augmentation de $R_{g,\text{ext}}$ limite le courant de grille pendant le transitoire de turn-on, ce qui réduit les chutes de tension aux bornes de la résistance interne de grille et des inductances parasites. Dans ces conditions, la contribution des éléments série à la tension mesurée diminue, et la tension de seuil dynamique devient davantage représentative du comportement thermique intrinsèque du dispositif. Ainsi, une résistance de grille externe plus élevée tend à améliorer la sensibilité thermique du V_{TH} dynamique, au prix toutefois d'une vitesse de commutation plus faible.

4.Circuit de mesure en ligne de la tension de seuil dynamique

Le circuit extrait de l'article [37] et repris en simulation ici, vise à mesurer en ligne la tension de seuil dynamique $V_{\text{TH,dyn}}$ d'un MOSFET SiC à chaque cycle de commutation PWM. La Figure 4 présente l'analyse fonctionnelle du circuit de mesure de la tension de seuil dynamique tel qu'il a été validé par simulation sous LTspice, outil retenu pour évaluer le comportement du circuit dans des conditions représentatives d'un cas expérimental. Les simulations reposent sur un modèle thermo-électrique fourni par le constructeur, intégrant la dépendance thermique des paramètres électriques internes du composant, et notamment la variation de la tension de seuil avec la température de jonction. La tension du bus continu est fixée à $V_{DC} = 400$ V. Le circuit de mesure est structuré autour de trois blocs fonctionnels principaux : la section de commande de grille, la section de comparaison et la section d'échantillonnage.

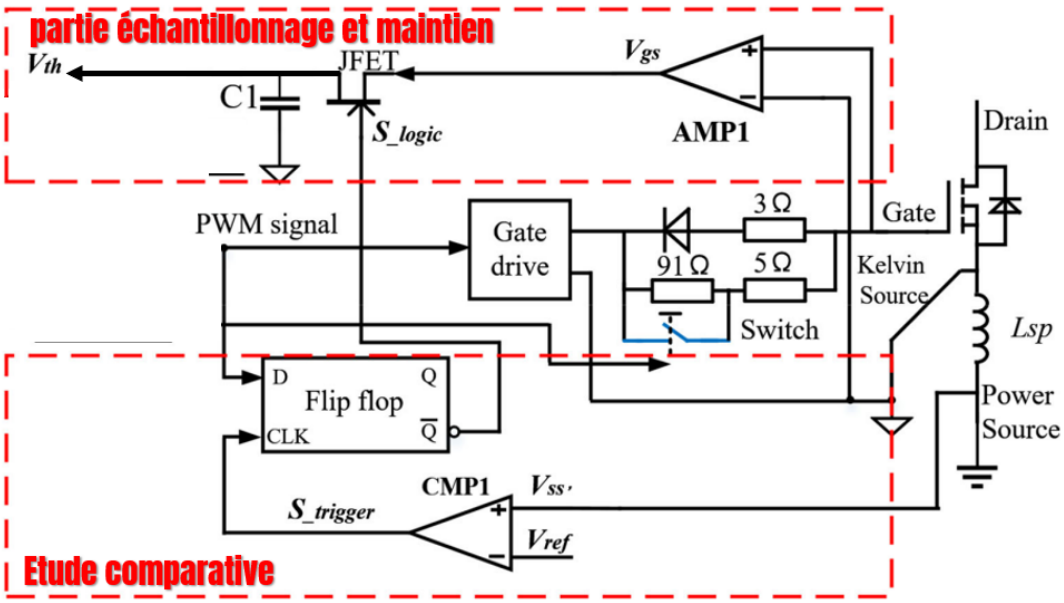


Figure 4 Circuit de mesure en ligne

La commande PWM pilote le MOSFET SiC via la section de commande de grille. Afin d'augmenter la sensibilité thermique de la tension de seuil dynamique, une résistance de grille externe relativement élevée $R_{g,\mathrm{ext}}$ est utilisée durant la phase de mesure. Cette augmentation de la résistance de grille permet de réduire le courant de grille lors du transitoire d'allumage, limitant ainsi l'influence des chutes de tension liées aux éléments parasites du circuit et améliorant la corrélation entre $V_{\mathrm{TH,dyn}}$ et la température de jonction. Une fois la mesure réalisée, cette résistance de grille élevée est court-circuitée, permettant au MOSFET de reprendre un fonctionnement de commutation nominal sans pénalisation des performances dynamiques.

La section de puissance du montage intègre un MOSFET SiC de référence (C3M0016120K). Dans l'environnement LTspice, ce composant dispose d'une interface permettant de fixer la température du boîtier ainsi que d'une sortie dédiée à la température de jonction, utilisée comme référence pour l'analyse de la mesure TSEP. Dans le cadre expérimental, cette référence de température de jonction n'est pas directement accessible. Elle est alors obtenue en plaçant le composant sur une plaque chauffante à température contrôlée, imposant une température connue du boîtier. Cette configuration permet d'établir une référence thermique expérimentale fiable, utilisée pour la calibration et la validation de la mesure de $V_{th,dyn}$.

La section de comparaison est chargée de détecter précisément l'instant où le courant de drain commence à croître lors de l'allumage du MOSFET. Elle repose sur un comparateur haute vitesse CMP1 (LTC6752), utilisé pour détecter l'apparition de la surtension transitoire V'_{SS}, générée par la variation rapide du courant de drain dans l'inductance parasite associée à la source Kelvin. Une tension de référence réglable V_{ref} est appliquée à l'entrée non-inverseuse du comparateur afin de définir le seuil de détection correspondant au début de la conduction. Les impulsions analogiques issues du dépassement de V'_{SS} appeler $S_{\mathrm{_trigger}}$ sont ensuite converties en signaux logiques à l'aide d'une bascule de type D appelée $S_{\mathrm{_logic}}$, assurant une synchronisation avec le signal PWM.

Les formes d'onde des différents signaux traités par la section de comparaison sont présentées à la Figure 5. Elles illustrent la détection du front de montée du courant de drain utilisé pour l'échantillonnage de la tension de seuil dynamique.

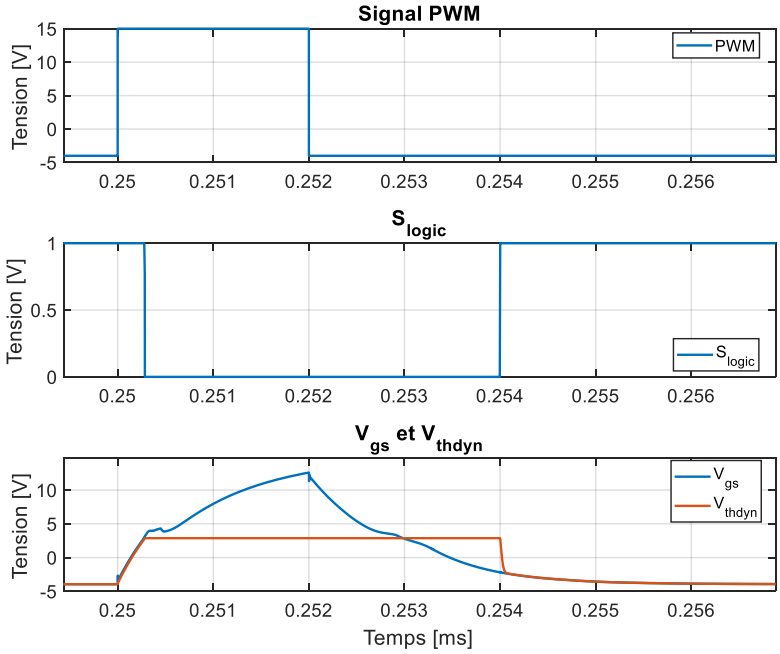


Figure 5 Détection de la montée du $V_{\mathrm{TH,dyn}}$

La section d'échantillonnage repose sur un amplificateur différentiel à large bande passante et à fort slew rate, AMP1 (LT1819), sélectionné afin de mesurer avec précision la tension grille–source durant le transitoire d'allumage du MOSFET. Ce choix est essentiel pour suivre l'évolution rapide de la tension de grille au voisinage de la tension de seuil dynamique. Le condensateur C_1, connecté à la sortie de l'amplificateur, suit l'évolution de la tension de grille tant que le circuit d'échantillonnage est transparent. Dès que l'instant de mesure est validé par la section de comparaison, un interrupteur logique haute vitesse permet d'isoler le condensateur. À cet instant précis, correspondant au début de la montée du courant de drain, la tension stockée sur C_1correspond à la valeur de la tension de seuil dynamique $V_{th,dyn}$.

Lors du transitoire de fermeture (turn-off) du MOSFET, la capacité grille–source se décharge et le courant de grille associé circule à travers l'inductance parasite de la source Kelvin L_{sk}. Ce phénomène engendre une variation transitoire de la tension V'_{SS}, également détectée par la section de comparaison. Toutefois, à cet instant, le signal PWM est déjà à l'état bas. La bascule D commute alors de manière à réinitialiser l'interrupteur logique, autorisant la décharge du condensateur C_1et préparant le circuit pour le cycle de commutation suivant.

5.Calibration de la tension de seuil dynamique et influence de $R_{g,\text{ext}}$

La calibration de la tension de seuil dynamique constitue une étape essentielle pour permettre une estimation fiable de la température de jonction à partir des paramètres électriques sensibles à la température (Temperature-Sensitive Electrical Parameters, TSEP). Elle consiste à mesurer la tension de seuil dynamique $V_{th,dyn}$ pour différentes températures de jonction connues et contrôlées, afin d'établir une relation empirique ou analytique de la forme $V_{th,dyn} = f(T_j)$.

La tension de seuil dynamique ne dépend pas uniquement de la température de jonction. Elle est également influencée par plusieurs paramètres liés au fonctionnement du convertisseur et à l'architecture du circuit de mesure. À titre d'exemple, la valeur de la tension de référence V_{ref} utilisée pour la détection du début de conduction, la tension du bus continu V_{dc}, ou encore le courant de charge I_L, peuvent modifier la valeur mesurée de $V_{th,dyn}$. Ces paramètres agissent sur la dynamique de la commutation et sur l'instant auquel la tension de grille est échantillonnée, introduisant ainsi des variations supplémentaires indépendantes de la température. L'ensemble de ces paramètres doit donc être pris en compte lors de la phase de calibration. Toutefois, parmi eux, la résistance de grille externe $R_{g,\text{ext}}$ joue un rôle majeur. Comme discuté précédemment, $R_{g,\text{ext}}$ n'affecte pas uniquement la valeur calibrée de $V_{th,dyn}$, mais influence directement la sensibilité thermique de la méthode. Une augmentation de $R_{g,\text{ext}}$ ralentit la dynamique de la tension de grille, et conduit ainsi à une augmentation de la sensibilité thermique de la tension de seuil dynamique. À l'inverse, une diminution de $R_{g,\text{ext}}$ entraîne une commutation plus rapide, réduisant significativement la sensibilité de la mesure et rendant l'estimation de la température de jonction moins robuste.

La Figure 6 présente les résultats de calibration obtenus à l'aide du circuit de mesure développé et simulé sous LTspice. La température de jonction a été contrôlée et balayée entre 20°C et 120°C, tandis que la tension de seuil dynamique fournie par le circuit a été enregistrée pour chaque point de température.

Les résultats mettent en évidence une variation quasi linéaire de $V_{th,dyn}$ en fonction de la température de jonction, ce qui justifie l'adoption d'une approximation linéaire pour la loi de calibration. Une relation de la forme $T_j = a\,V_{\text{TH,dyn}} + b$ peut ainsi être identifiée. À partir de cette relation, la sensibilité thermique de $V_{th,dyn}$ par rapport à T_j peut être déterminée en évaluant la pente de la droite de calibration (la sensibilité).

La calibration a été réalisée pour différentes valeurs de la résistance de grille externe ($R_{g,\text{ext}} = 100\ \Omega$, $50\ \Omega$ et $30\ \Omega$). Les résultats montrent clairement que la sensibilité thermique augmente avec la valeur de $R_{g,\text{ext}}$. La meilleure sensibilité est obtenue pour $R_{g,\text{ext}} = 100\ \Omega$, puis elle décroît lorsque $R_{g,\text{ext}}$ diminue. Pour des valeurs très faibles de résistance de grille ($R_{g,\text{ext}} < 4\ \Omega$), la variation de $V_{th,dyn}$ avec la température devient quasi inexistante : la sensibilité tend vers zéro. Dans ce cas, la détection fiable de $V_{th,dyn}$ n'est plus réalisable, et l'estimation de la température de jonction devient imprécise et inexploitable.

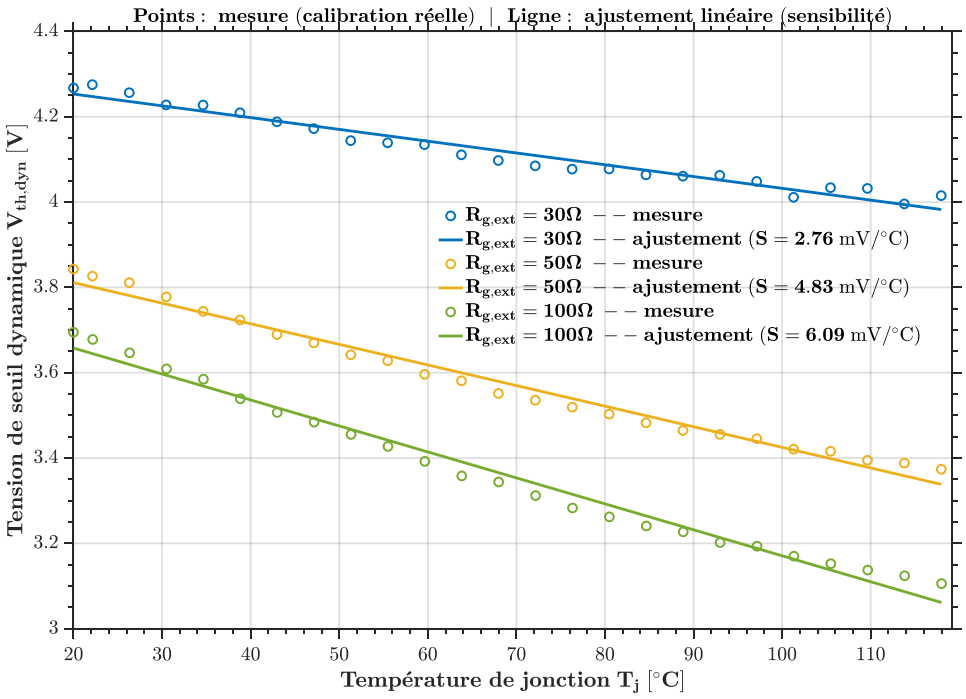


Figure 6 Influence de $R_{g,\text{ext}}$ sur la sensibilité thermique de $V_{th,dyn}$

Dans l'article de référence utilisé dans ce travail [37], l'augmentation des pertes de commutation induite par l'utilisation d'une résistance de grille élevée est explicitement mentionnée. Les auteurs proposent de court-circuiter cette résistance uniquement pendant la phase de mesure afin de limiter les pertes supplémentaires générées par le dispositif de détection. Cette approche permet de réduire partiellement l'impact énergétique du circuit de mesure. Dans le cadre d'une mesure thermique en ligne destinée à suivre de manière continue la dynamique de la température de jonction, le circuit de mesure peut être sollicité de façon répétée, voire quasi permanente. Dans ce cas, l'élévation supplémentaire de la température de jonction induite par la stratégie de mesure elle-même peut biaiser l'estimation thermique. La température mesurée ne reflète alors plus uniquement

le fonctionnement réel du MOSFET, mais intègre également une composante d'auto-échauffement liée au dispositif de mesure.

Afin de réduire cet effet induit par le circuit de mesure, une stratégie de sous-échantillonnage peut être adoptée. L'idée consiste à activer le circuit de mesure à une fréquence inférieure à celle de commutation, permettant ainsi de suivre la dynamique globale du composant tout en limitant l'impact thermique du dispositif de mesure.

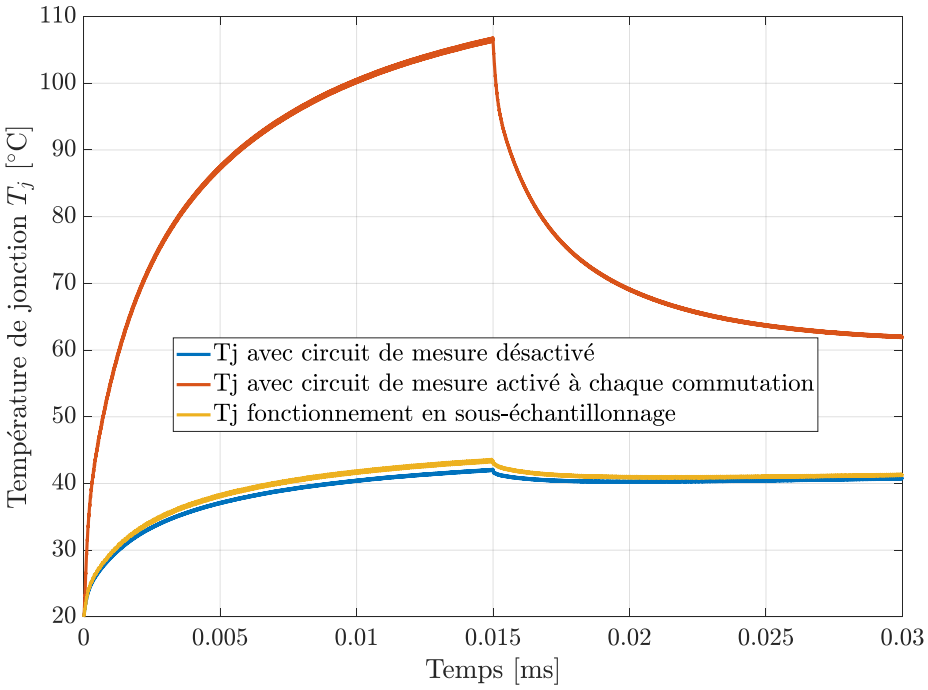


Figure 7 Comparaison des signaux T_j

La Figure 7 illustre cette problématique à travers trois profils de température de jonction obtenus avec $R_{g,\text{ext}} = 100\,\Omega$. Le composant est commuté à une fréquence de 200 kHz avec un rapport cyclique de 60 % entre 0 et 15 ms, ce qui entraîne une élévation de la température de jonction. Entre 15 ms et 30 ms, le rapport cyclique est réduit à 20 %, provoquant une phase de refroidissement. Trois cas sont comparés :

- **Premier cas - référence (circuit de mesure désactivé)** : la température de jonction atteint un maximum d'environ 42°C durant la phase de chauffage, puis redescend à 40°C lors de la phase de refroidissement. Ce profil constitue la référence thermique réelle du fonctionnement du composant.

- **Deuxième cas (circuit de mesure activé à chaque commutation)** : la résistance $R_{g,\text{ext}}$est insérée à chaque cycle de commutation. Dans ce cas, la température de jonction atteint environ 106°C lors de la phase de montée et 62°C lors de la phase descendante, soit une élévation supplémentaire d'environ 64°C lors de la phase de montée par rapport au cas de référence (circuit de mesure désactivé). Ce comportement est irréaliste du point de vue applicatif et met clairement en évidence l'influence excessive du circuit de mesure sur l'état thermique du composant.

- **Troisième cas (fonctionnement en sous-échantillonnage)** : le circuit de mesure est activé à une fréquence de 10 kHz, ce qui correspond à une activation environ toutes les 20 commutations. Dans cette configuration, la température de jonction atteint 43,5°C durant la phase de chauffage et redescend à 40,5°C lors de la phase de refroidissement. L'écart par rapport au cas de référence est limité à environ 1,5°C lors de la phase de montée.

Ce dernier scénario permet de suivre correctement la dynamique de la température de jonction tout en minimisant l'influence thermique du circuit de mesure. Il représente ainsi un compromis réaliste et applicable pour une implémentation expérimentale du dispositif de mesure en ligne.

Dans cette configuration en sous-échantillonnage, la calibration de $V_{th,dyn}$ peut être directement exploitée pour extraire la température de jonction. L'utilisation d'une linéarisation stricte n'est pas nécessaire. En effet, une approximation linéaire revient à moyenner la courbe de calibration, ce qui peut réduire la précision locale de l'estimation. À la place, il est possible de construire une base de données reliant directement chaque valeur mesurée de $V_{th,dyn}$ à la température de jonction correspondante T_j. Cette approche par correspondance directe permet d'augmenter la précision de la calibration, notamment lorsque la relation présente de légères non-linéarités. Ainsi, en mesurant $V_{th,dyn}$ à une fréquence de 10 kHz, la calibration obtenue est utilisée pour reconstruire la température de jonction instantanée. La Figure 8 présente la température estimée $T_{j,dyn}$ en comparaison avec la température de jonction de référence issue du modèle thermo-électrique LTspice. L'ajustement obtenu par rapport à la référence atteint 93,83 %, ce qui confirme la pertinence de l'approche.

Il convient de préciser que $T_{j,dyn}$ représente la température de jonction juste avant chaque élévation brusque liée à l'insertion temporaire de $R_{g,\text{ext}}$ lors de la phase de mesure. Autrement dit, la température reconstruite correspond à l'état thermique du composant avant l'impact transitoire induit par le circuit de mesure lui-même.

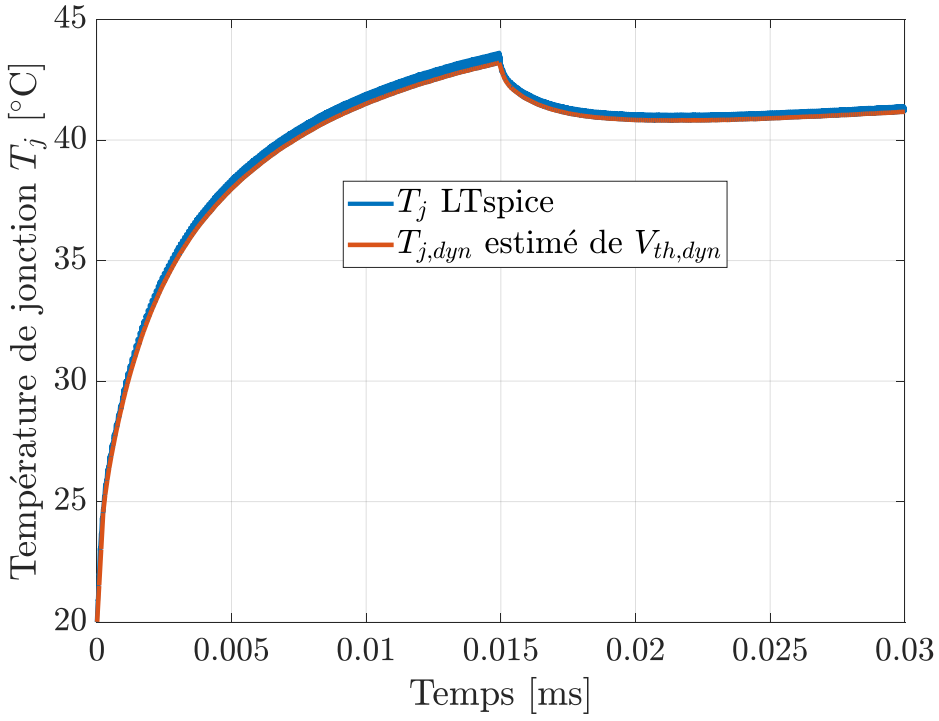


Figure 8 T_j LTspice vs $T_{j,dyn}$ (depuis $V_{th,dyn}$)

6.Utilisation d'un modèle ARX issu d'une mesure TSEP pour l'estimation de la température de jonction

Le circuit de mesure de la tension de seuil dynamique permet d'obtenir une estimation fiable de la température de jonction. Toutefois, comme discuté précédemment, l'utilisation d'une résistance de grille externe élevée $R_{g,\text{ext}}$ durant la phase de mesure entraîne une augmentation des pertes de commutation et donc une élévation artificielle de la température de jonction. Même après la phase de calibration, le circuit de mesure reste nécessaire pour acquérir $V_{th,dyn}$ et en déduire la température correspondante T_j. Il subsiste donc une interaction non négligeable entre la méthode de mesure et la grandeur thermique que l'on cherche précisément à observer.

Dans ce contexte, l'identification d'un modèle ARX capable de reproduire l'estimation de la température de jonction à partir de signaux facilement accessibles constitue une alternative particulièrement intéressante. L'idée consiste à utiliser les mesures issues de la phase TSEP (servant de référence) afin d'identifier un modèle ARX dont l'entrée principale est constituée des pertes moyennes dissipées par le composant. Ces pertes, directement liées au point de fonctionnement (courant, tension, rapport cyclique, fréquence), reflètent naturellement l'évolution thermique du dispositif.

Une fois le modèle ARX identifié, il devient possible de reconstruire la température de jonction uniquement à partir des pertes, sans l'activation continue du circuit de mesure de $V_{th,dyn}$. Cette approche permet donc une estimation continue de la température de jonction, sans modification du fonctionnement du convertisseur ni ajout de circuits de mesure spécifiques pour chaque carte étudiée. Le modèle devient ainsi un véritable capteur virtuel thermique, indépendant de la stratégie TSEP initialement utilisée pour sa calibration.

En utilisant le profil thermique présenté à la Figure 8, un modèle ARX a été identifié en considérant comme unique entrée les pertes moyennes calculées sur chaque intervalle de fonctionnement. L'objectif est ici de reproduire l'estimation de la température de jonction obtenue par la méthode TSEP, sans recourir directement au circuit de mesure dynamique. Les résultats obtenus en mode simulation sont présentés à la Figure 9, où la température estimée par le modèle ARX est comparée à la température de jonction de référence issue de la mesure TSEP. L'ajustement obtenu atteint 98,41 %, ce qui traduit une excellente capacité du modèle à reproduire la dynamique thermique observée sur le profil d'identification.

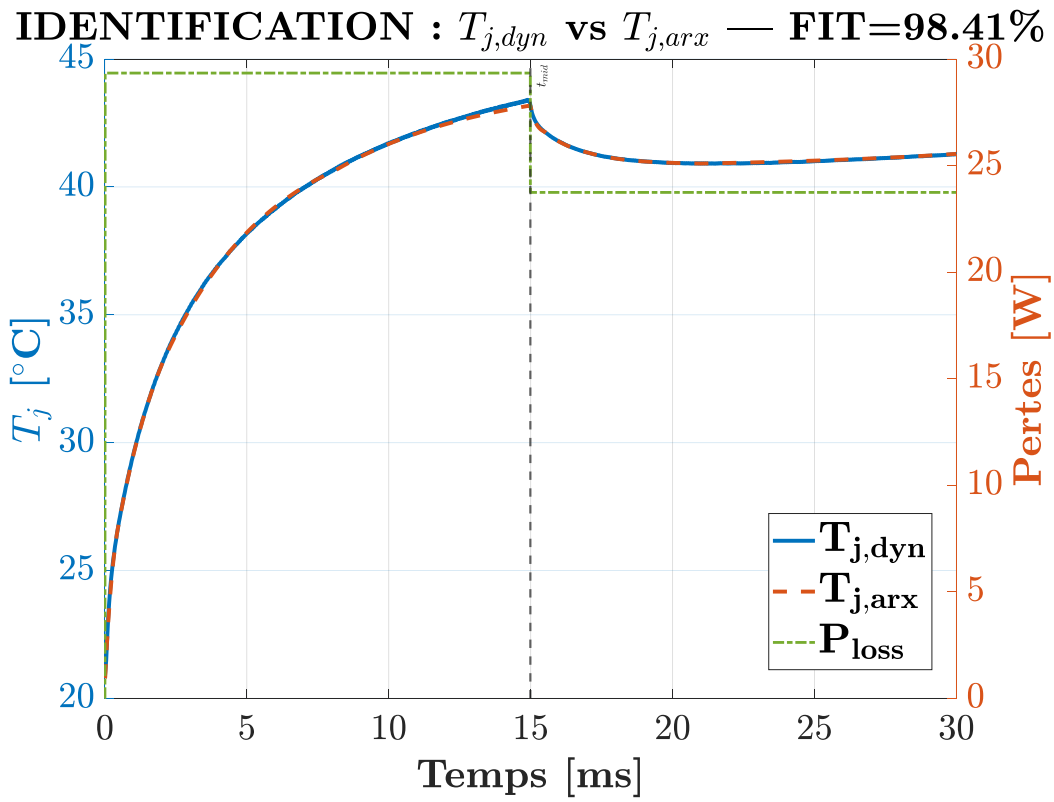


Figure 9 Identification d'un Modèle SISO ARX pour $T_{j,dyn}$ en utilisant P_{loss} comme entrée

Dans un second temps, ce modèle est conservé et appliqué à un nouveau profil thermique simulé sous LTspice. Pour ce second essai, la fréquence de commutation est fixée à 100 kHz, avec un rapport cyclique de 80 % entre 0 et 15 ms, puis 20 % entre 15 et 30 ms. La température de jonction de référence est de nouveau extraite à l'aide de la méthode TSEP, puis comparée à l'estimation fournie par le modèle ARX identifié précédemment.

La validation sur ce nouveau profil (Figure 10) conduit à un ajustement de 95,28 %, démontrant que le modèle conserve un niveau de performance élevé malgré la modification de la fréquence de commutation et du rapport cyclique. Ces résultats confirment que les pertes, lorsqu'elles sont correctement calculées et injectées dans le modèle, constituent une information suffisante pour permettre au modèle ARX de reproduire fidèlement l'évolution de la température de jonction, même lorsque les conditions de fonctionnement du composant varient. Ainsi, une fois correctement identifié à partir d'une phase de calibration basée sur la méthode TSEP, le modèle ARX permet de s'affranchir du circuit de mesure dynamique en fonctionnement normal, tout en conservant une estimation fiable et continue de la température de jonction.

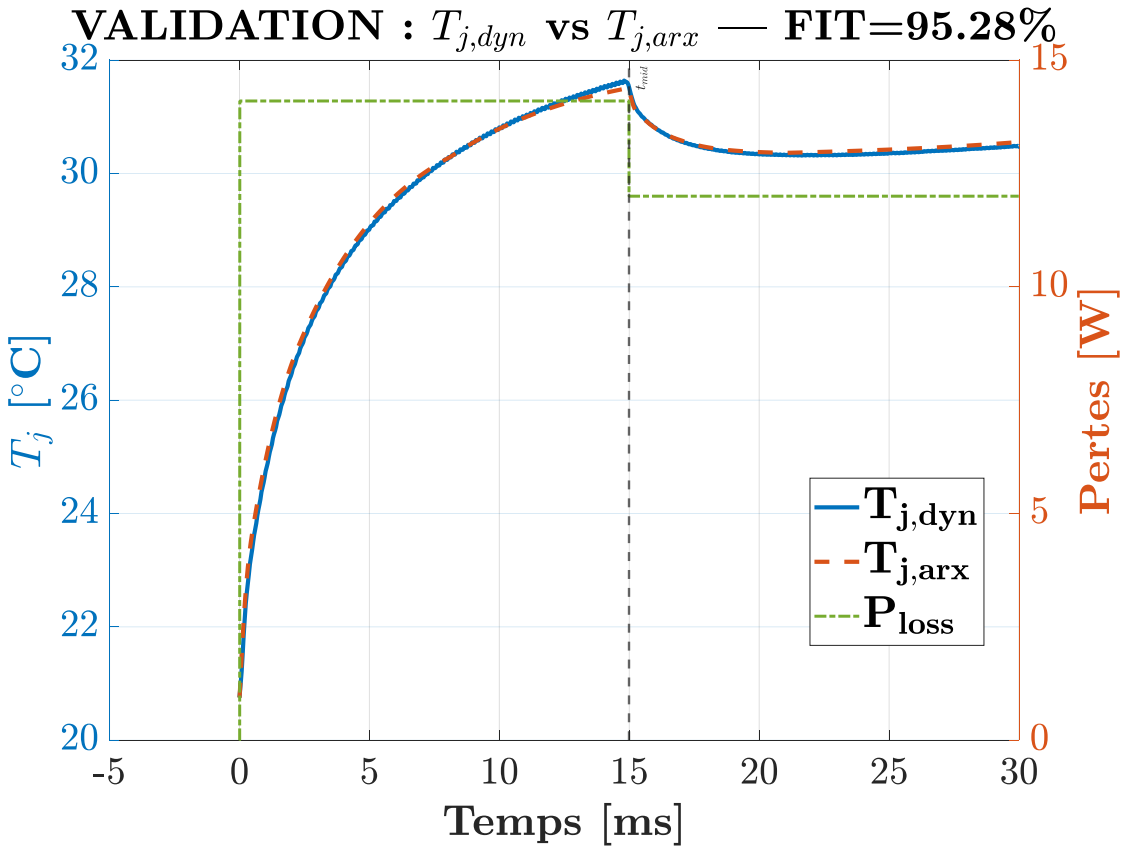


Figure 10 Validation du modèle SISO ARX de $T_{j,dyn}$

ANNEXE.6 Valeurs du modèle RC extraites dans le chapitre II.

		Résistance thermique (K/W)				Capacité thermique (K/W)			
	Foster Impedance	R_1	R_2	R_3	R_4	C_1	C_2	C_3	C_4
Foster self de K_4	$Z_{th-K_4(j-c)}^{self}$	0.03	0.1130	0.1909	0.0313	0.0008	0.0063	0.2348	0.3057
	$Z_{th-K_4(c-TIM)}^{self}$	0.0008	0.0003	0.0001	X	39642	195156	109399	X
	$Z_{th-K_4(TIM-Alu)}^{self}$	0.7324	0.1905	0.0115	X	100.0109	281	92417	X
	$Z_{th-K_4(Alu-b)}^{self}$	0.0323	0.0080	0.0010	X	1085.2212	4410	106225	X
	$Z_{th-K_4(b-h)}^{self}$	0.8131	1.9932	1.1348	X	54.6153	76.2898	138.2195	X
Foster couplage de K_1 sur K_4	$Z_{th-K_4(c-TIM)}^{K_1-coupl}$	0.0001	X	X	X	X	297075	X	X
	$Z_{th-K_4(TIM-Alu)}^{K_1-coupl}$	0.029	0.01	X	X	X	4027.2	4.5e+06	X
	$Z_{th-K_4(Alu-b)}^{K_1-coupl}$	0.004	0.019	X	X	X	9452	3.6e+06	X
	$Z_{th-K_4(b-h)}^{K_1-coupl}$	2.722	X	X	X	X	48.3976	X	X
Foster couplage de K_2 sur K_4	$Z_{th-K_4(c-TIM)}^{K_2-coupl}$	0.0002	X	X	X	X	2.4e+08	X	X
	$Z_{th-K_4(TIM-Alu)}^{K_2-coupl}$	0.02	X	X	X	X	8109	X	X
	$Z_{th-K_4(Alu-b)}^{K_2-coupl}$	0.0028	0.019	X	X	X	14229	3.6e+06	X
	$Z_{th-K_4(b-h)}^{K_2-coupl}$	2.419	X	X	X	X	53.6978	X	X
Foster couplage de K_3 sur K_4	$Z_{th-K_4(c-TIM)}^{K_3-coupl}$	0.0004	X	X	X	X	1.4+08	X	X
	$Z_{th-K_4(TIM-Alu)}^{K_3-coupl}$	0.021	X	X	X	X	7200	X	X
	$Z_{th-K_4(Alu-b)}^{K_3-coupl}$	0.0029	0.019	X	X	X	13575	3.6e+06	X
	$Z_{th-K_4(b-h)}^{K_3-coupl}$	2.436	X	X	X	X	51.6312	X	X

Figure 1 Différente valeur du modèle RC

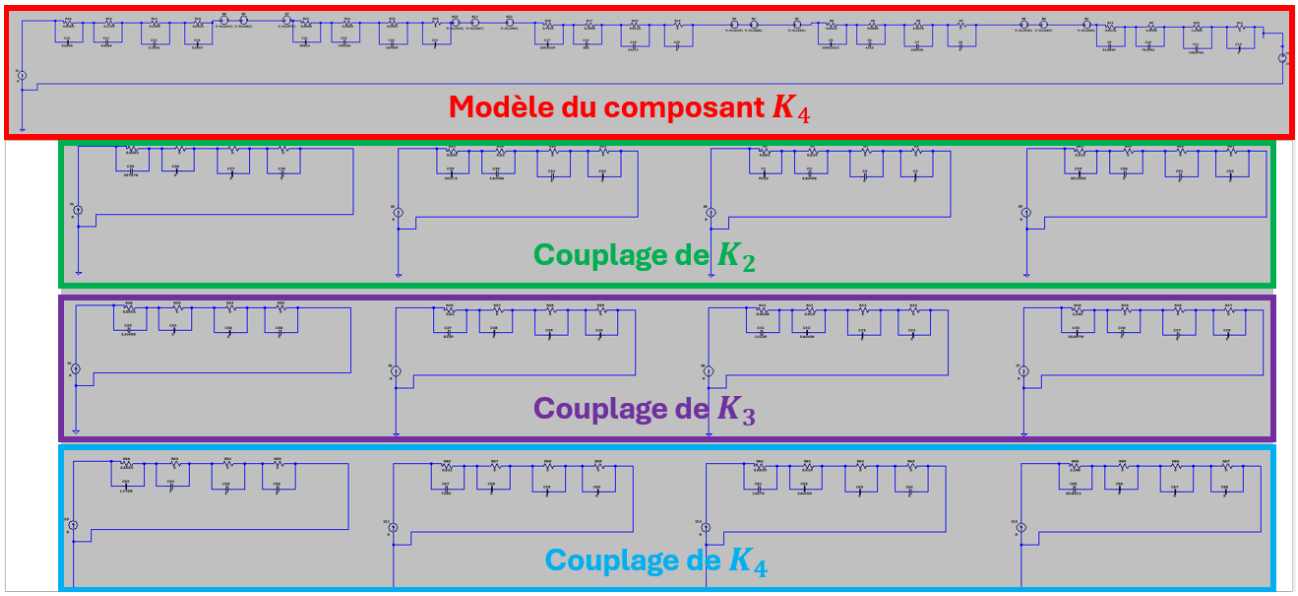


Figure 2 Simulation LT Spice du modèle RC

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

BIBLIOGRAPHIE :

[1] M. Drissi, H. Noël, P. Glouannec, D. Nortershauser, S. Masson, et J. M. Cadou, *Refroidissement d'un composant électronique par immersion dans un fluide diélectrique*. 2016.

[2] S. N. Joshi *et al.*, « A Review of Select Patented Technologies for Cooling of High Heat Flux Power Semiconductor Devices », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 38, nº 6, p. 6790-6794, juin 2023, doi: 10.1109/TPEL.2023.3243546.

[3] J. Cai, X. Zheng, R. Xiang, W. Xiao, P. Chen, et H. Yin, « A Dynamic Junction Temperature Estimation Method of Power Semiconductor Devices Based on Case Temperature Feedback », in *2024 CPSS & IEEE International Symposium on Energy Storage and Conversion (ISESC)*, nov. 2024, p. 713-717. doi: 10.1109/ISESC63657.2024.10785365.

[4] P. Birbarah *et al.*, « Water immersion cooling of high power density electronics », *Int. J. Heat Mass Transf.*, vol. 147, p. 118918, févr. 2020, doi: 10.1016/j.ijheatmasstransfer.2019.118918.

[5] E. Laloya, Ó. Lucía, H. Sarnago, et J. M. Burdío, « Heat Management in Power Converters: From State of the Art to Future Ultrahigh Efficiency Systems », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, nº 11, p. 7896-7908, nov. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2513433.

[6] C. Qian *et al.*, « Thermal Management on IGBT Power Electronic Devices and Modules », *IEEE Access*, vol. 6, p. 12868-12884, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2793300.

[7] M. Ma *et al.*, « A Three-Dimensional Boundary-Dependent Compact Thermal Network Model for IGBT Modules in New Energy Vehicles », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, nº 6, p. 5248-5258, juin 2021, doi: 10.1109/TIE.2020.2991926.

[8] S. Yang, D. Xiang, A. Bryant, P. Mawby, L. Ran, et P. Tavner, « Condition Monitoring for Device Reliability in Power Electronic Converters: A Review », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, nº 11, p. 2734-2752, nov. 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2049377.

[9] B. Shi *et al.*, « Junction Temperature Measurement Method for SiC Bipolar Junction Transistor Using Base–Collector Voltage Drop at Low Current », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, nº 10, p. 10136-10142, oct. 2019, doi: 10.1109/TPEL.2019.2894346.

[10] J. Nath, M. F. Samad, S. P. Biswas, et M. R. Islam, « Performance Benchmark of Three-Phase Neutral Point Clamped Inverter Using Si IGBTs, SiC MOSFETs and GaN HEMTs for Motor Drive Applications », in *2024 IEEE 34th Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, nov. 2024, p. 1-6. doi: 10.1109/AUPEC62273.2024.10807572.

[11] J. Millán, P. Godignon, X. Perpiñà, A. Pérez-Tomás, et J. Rebollo, « A Survey of Wide Bandgap Power Semiconductor Devices », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, nº 5, p. 2155-2163, mai 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2268900.

[12] S. Jones-Jackson, R. Rodriguez, et A. Emadi, « Jet Impingement Cooling in Power Electronics for Electrified Automotive Transportation: Current Status and Future Trends », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, nº 9, p. 10420-10435, sept. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.3059558.

[13] B. J. Baliga, M. S. Adler, P. V. Gray, R. P. Love, et N. Zommer, « The insulated gate rectifier (IGR): A new power switching device », in *1982 International Electron Devices Meeting*, déc. 1982, p. 264-267. doi: 10.1109/IEDM.1982.190269.

[14] S. Bernet, « Recent developments of high power converters for industry and traction applications », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, nº 6, p. 1102-1117, nov. 2000, doi: 10.1109/63.892825.

[15] Tao-Chih Chang, Jing-Yao Chang, Tung-Han Chuang, et Wei-Chung Lo, « Dual-phase solid-liquid interdiffusion bonding, a solution for the die attachment of WBG », in *2012 14th International Conference on Electronic Materials and Packaging (EMAP)*, déc. 2012, p. 1-5. doi: 10.1109/EMAP.2012.6507922.

[16] L. Nela, R. Van Erp, N. Perera, A. Jafari, C. Erine, et E. Matioli, « Impact of Embedded Liquid Cooling on the Electrical Characteristics of GaN-on-Si Power Transistors », *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 42, nº 11, p. 1642-1645, nov. 2021, doi: 10.1109/LED.2021.3114056.

[17] H. Zhang, B. Ge, Y. Liu, S. Bayhan, R. S. Balog, et H. Abu-Rub, « Comparison of GaN and SiC power devices in application to MW-scale quasi-Z-source cascaded multilevel inverters », in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, sept. 2016, p. 1-7. doi: 10.1109/ECCE.2016.7854940.

[18] N. Keshmiri, D. Wang, B. Agrawal, R. Hou, et A. Emadi, « Current Status and Future Trends of GaN HEMTs in Electrified Transportation », *IEEE Access*, vol. 8, p. 70553-70571, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2986972.

[19] T. Jiang, X. Song, U. Raheja, et P. Cairoli, « Phase Change Material Cooling for Wide Band-Gap Switching Devices », in *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, oct. 2021, p. 1-5. doi: 10.1109/IECON48115.2021.9589821.

[20] S. Pullabhatla, P. Bobba, et S. Yadlapalli, « Comparison of GAN, SIC, SI Technology for High Frequency and High Efficiency Inverters », *E3S Web Conf.*, vol. 184, p. 01012, janv. 2020, doi: 10.1051/e3sconf/202018401012.

[21] T. Ueda, « Reliability issues in GaN and SiC power devices », in *2014 IEEE International Reliability Physics Symposium*, juin 2014, p. 3D.4.1-3D.4.6. doi: 10.1109/IRPS.2014.6860629.

[22] R. Khazaka, L. Mendizabal, D. Henry, et R. Hanna, « Survey of High-Temperature Reliability of Power Electronics Packaging Components », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, n° 5, p. 2456-2464, mai 2015, doi: 10.1109/TPEL.2014.2357836.

[23] Y. Qin *et al.*, « Thermal management and packaging of wide and ultra-wide bandgap power devices: a review and perspective », *J. Phys. Appl. Phys.*, vol. 56, n° 9, p. 093001, févr. 2023, doi: 10.1088/1361-6463/acb4ff.

[24] S. S. Kang, « Advanced Cooling for Power Electronics », in *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, mars 2012, p. 1-8.

[25] M. Horio, Y. Iizuka, Y. Ikeda, E. Mochizuki, et Y. Takahashi, « Ultra compact and high reliable SiC MOSFET power module with 200°C operating capability », in *2012 24th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs*, juin 2012, p. 81-84. doi: 10.1109/ISPSD.2012.6229028.

[26] S. S. Anandan et V. Ramalingam, « Thermal management of electronics: A review of literature », *Therm. Sci.*, vol. 12, p. 5-26, 2008.

[27] A. J. Robinson, « A Thermal–Hydraulic Comparison of Liquid Microchannel and Impinging Liquid Jet Array Heat Sinks for High-Power Electronics Cooling », *IEEE Trans. Compon. Packag. Technol.*, vol. 32, n° 2, p. 347-357, juin 2009, doi: 10.1109/TCAPT.2008.2010408.

[28] S. S. Sundar Ram et A. Vijayakumari, « Thermal modeling of wide bandgap semiconductor devices for high frequency power converters », *IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng.*, vol. 310, n° 1, p. 012133, févr. 2018, doi: 10.1088/1757-899X/310/1/012133.

[29] A. W. Scott, « Cooling of electronic equipment », *No Title*, 1974.

[30] D. Sabatino et K. Yoder, « Pyrolytic Graphite Heat Sinks: A Study of Circuit Board Applications », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 4, n° 6, p. 999-1009, juin 2014, doi: 10.1109/TCPMT.2014.2314618.

[31] J. Liu *et al.*, « Recent progress of thermal interface material research - an overview », in *2008 14th International Workshop on Thermal Inveatigation of ICs and Systems*, sept. 2008, p. 156-162. doi: 10.1109/THERMINIC.2008.4669900.

[32] R. Prasher, « Thermal Interface Materials: Historical Perspective, Status, and Future Directions », *Proc. IEEE*, vol. 94, n° 8, p. 1571-1586, août 2006, doi: 10.1109/JPROC.2006.879796.

[33] M. Becker, *Heat transfer: a modern approach*. Springer Science & Business Media, 2012.

[34] A. Ali, « Thermal performance and stress analysis of heat spreaders for immersion cooling applications », *Appl. Therm. Eng.*, vol. 181, p. 115984, nov. 2020, doi: 10.1016/j.applthermaleng.2020.115984.

[35] A. Bar-Cohen, « Thermal Management of Electronic Components with Dielectric Liquids », *JSME Int. J. Ser. B*, vol. 36, n° 1, p. 1-25, 1993, doi: 10.1299/jsmeb.36.1.

[36] M. Mochizuki, T. Nguyen, K. Mashiko, Y. Saito, T. Nguyen, et V. Wuttijumnong, « A review of heat pipe application including new opportunities », *Front. Heat Pipes*, vol. 2, mars 2011, doi: 10.5098/fhp.v2.1.3001.

[37] J. Kim, « Spray cooling heat transfer: The state of the art », *Spec. Issue Conf. Model. Fluid Flow CMFF'06 Bp.*, vol. 28, n° 4, p. 753-767, août 2007, doi: 10.1016/j.ijheatfluidflow.2006.09.003.

[38] S. S. Sundar Ram et A. Vijayakumari, « Thermal modeling of wide bandgap semiconductor devices for high frequency power converters », *IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng.*, vol. 310, n° 1, p. 012133, févr. 2018, doi: 10.1088/1757-899X/310/1/012133.

[39] X. Z. Qiu *et al.*, « Review of IGBT Junction Temperature Extraction and Estimation Methods », *IOP Conf. Ser. Mater. Sci. Eng.*, vol. 774, n° 1, p. 012091, mars 2020, doi: 10.1088/1757-899X/774/1/012091.

[40] R. Wu, H. Wang, K. Ma, P. Ghimire, F. Iannuzzo, et F. Blaabjerg, « A temperature-dependent thermal model of IGBT modules suitable for circuit-level simulations », in *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, sept. 2014, p. 2901-2908. doi: 10.1109/ECCE.2014.6953793.

[41] Z. Hu, M. Du, et K. Wei, « Online Calculation of the Increase in Thermal Resistance Caused by Solder Fatigue for IGBT Modules », *IEEE Trans. Device Mater. Reliab.*, vol. 17, n° 4, p. 785-794, déc. 2017, doi: 10.1109/TDMR.2017.2746571.

[42] M. Ciappa, « Lifetime Modeling and Prediction of Power Devices », in *5th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, mars 2008, p. 1-9.

[43] T. A. Polom, B. Wang, et R. D. Lorenz, « Control of Junction Temperature and Its Rate of Change at Thermal Boundaries via Precise Loss Manipulation », *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, n° 5, p. 4796-4806, oct. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2710038.

[44] Y. Avenas, L. Dupont, et Z. Khatir, « Temperature Measurement of Power Semiconductor Devices by Thermo-Sensitive Electrical Parameters—A Review », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, n° 6, p. 3081-3092, juin 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2178433.

[45] M. H. M. Sathik, J. Pou, S. Prasanth, V. Muthu, R. Simanjorang, et A. K. Gupta, « Comparison of IGBT junction temperature measurement and estimation methods-a review », in *2017 Asian Conference on Energy, Power and Transportation Electrification (ACEPT)*, oct. 2017, p. 1-8. doi: 10.1109/ACEPT.2017.8168600.

[46] A. Bahman, K. Ma, P. Ghimire, F. Iannuzzo, et F. Blaabjerg, « A 3D Lumped Thermal Network Model for Long-term Load Profiles Analysis in High Power IGBT Modules », *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 4, p. 1-1, sept. 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2016.2531631.

[47] Y. Shi, J. Liu, Y. Ai, S. Chen, et Y. Bai, « Dynamic IGBT Three-Dimensional Thermal Network Model Considering Base Solder Degradation and Thermal Coupling Between IGBT Chips », *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 9, n° 2, p. 2994-3011, juin 2023, doi: 10.1109/TTE.2022.3228440.

[48] O. Alavi, M. Abdollah, et A. Hooshmand Viki, « Assessment of thermal network models for estimating IGBT junction temperature of a buck converter », in *2017 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC)*, févr. 2017, p. 102-107. doi: 10.1109/PEDSTC.2017.7910398.

[49] B. Du, J. L. Hudgins, E. Santi, A. T. Bryant, P. R. Palmer, et H. A. Mantooth, « Transient Electrothermal Simulation of Power Semiconductor Devices », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, n° 1, p. 237-248, janv. 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2029105.

[50] R. Schnell, M. Bayer, et S. Geissmann, « Thermal design and temperature ratings of IGBT modules », *ABB Switz. Available Httpwww05 Abb Comglobalscotscot256 Nsfveritydisplay754216faaa21d0e6c125791f0046de68 File5SYA*, 2011.

[51] X. Yang, K. Heng, X. Dai, X. Wu, et G. Liu, « A Temperature-Dependent Cauer Model Simulation of IGBT Module With Analytical Thermal Impedance Characterization », *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 10, n° 3, p. 3055-3065, juin 2022, doi: 10.1109/JESTPE.2021.3128017.

[52] H. Lim, J. Hwang, S. Kwon, H. Baek, J. Uhm, et G. Lee, « A Study on Real Time IGBT Junction Temperature Estimation Using the NTC and Calculation of Power Losses in the Automotive Inverter System », *Sensors*, vol. 21, n° 7, 2021, doi: 10.3390/s21072454.

[53] A. S. Bahman, K. Ma, et F. Blaabjerg, « Thermal impedance model of high power IGBT modules considering heat coupling effects », in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition*, nov. 2014, p. 1382-1387. doi: 10.1109/PEAC.2014.7038066.

[54] A. Wintrich, « Thermal resistance of IGBT modules-specification and modelling », *Semikon Crop AN1404*, 2014.

[55] K. L. Pandya et W. McDaniel, « A simplified method of generating thermal models for power MOSFETs », in *Eighteenth Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium. Proceedings 2002 (Cat.No.02CH37311)*, mars 2002, p. 83-87. doi: 10.1109/STHERM.2002.991350.

[56] C. Tang et T. Thiringer, « Thermal modelling of a mutlichip IGBT power module », in *2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe)*, sept. 2019, p. P.1-P.8. doi: 10.23919/EPE.2019.8914769.

[57] Z. Wang, W. Qiao, et L. Qu, « A Real-Time Adaptive IGBT Thermal Model Based on an Effective Heat Propagation Path Concept », *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 9, n° 4, p. 3936-3946, août 2021, doi: 10.1109/JESTPE.2020.2973181.

[58] M. Du, Q. Guo, H. Wang, Z. Ouyang, et K. Wei, « An Improved Cauer Model of IGBT Module: Inclusive Void Fraction in Solder Layer », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 10, n° 8, p. 1401-1410, août 2020, doi: 10.1109/TCPMT.2020.3010064.

[59] Y. Zhang, E. Deng, Z. Zhao, S. Fu, et X. Cui, « A Physical Thermal Network Model of Press Pack IGBTs Considering Spreading and Coupling Effects », *IEEE Trans. Compon. Packag. Manuf. Technol.*, vol. 10, n° 10, p. 1674-1683, oct. 2020, doi: 10.1109/TCPMT.2020.3020967.

[60] H. Cui, F. Hu, Y. Zhang, et K. Zhou, « Heat spreading path optimization of IGBT thermal network model », *Microelectron. Reliab.*, vol. 103, p. 113511, déc. 2019, doi: 10.1016/j.microrel.2019.113511.

[61] Z. Wang, W. Qiao, B. Tian, et L. Qu, « An effective heat propagation path-based online adaptive thermal model for IGBT modules », in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, mars 2014, p. 513-518. doi: 10.1109/APEC.2014.6803357.

[62] W. Yuan, Y. He, B. Li, J. Zhou, Z. Ma, et C. Li, « Improved Cauer thermal network considering thermal coupling effects of multi-chip modules », *IET Power Electron.*, vol. 13, n° 16, p. 3707-3716(9), déc. 2020.

[63] Y. Xu et D. C. Hopkins, « Misconception of thermal spreading angle and misapplication to IGBT power modules », in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, mars 2014, p. 545-551. doi: 10.1109/APEC.2014.6803362.

[64] J. Li, E. Deng, Z. Zhao, P. Zhang, et Y. Li, « Modelling the cauer thermal network for press pack IGBTs », in *2017 Sixth Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, oct. 2017, p. 1-3. doi: 10.1109/APCAP.2017.8420843.

[65] M. Akbari, M. Tavakoli Bina, A. S. Bahman, B. Eskandari, E. Pouresmaeil, et F. Blaabjerg, « An Extended Multilayer Thermal Model for Multichip IGBT Modules Considering Thermal Aging », *IEEE Access*, vol. 9, p. 84217-84230, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3083063.

[66] W. Guo, M. Ma, H. Wang, H. Wang, Q. Song, et W. Chen, « A Partition Decoupling Algorithm for Compact Thermal Model in Multichip IGBT Modules », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 38, n° 1, p. 66-72, janv. 2023, doi: 10.1109/TPEL.2022.3201976.

[67] H. Li, Y. Hu, S. Liu, Y. Li, X. Liao, et Z. Liu, « An improved thermal network model of the IGBT module for wind power converters considering the effects of base plate solder fatigue », *IOP Conf. Ser. Earth Environ. Sci.*, vol. 40, p. 012001, août 2016, doi: 10.1088/1755-1315/40/1/012001.

[68] Z. Sarkany et M. Rencz, « Methods for the Separation of Failure Modes in Power-Cycling Tests of High-Power Transistor Modules Using Accurate Voltage Monitoring », *Energies*, vol. 13, n° 11, 2020, doi: 10.3390/en13112718.

[69] J. Li, A. Castellazzi, M. A. Eleffendi, E. Gurpinar, C. M. Johnson, et L. Mills, « A Physical RC Network Model for Electrothermal Analysis of a Multichip SiC Power Module », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, n° 3, p. 2494-2508, mars 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2697959.
[70] N. An, M. Du, Z. Hu, et K. Wei, « A High-Precision Adaptive Thermal Network Model for Monitoring of Temperature Variations in Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) Modules », *Energies*, vol. 11, n° 3, 2018, doi: 10.3390/en11030595.
[71] N. B. Nguyen, « Properly Implementing Thermal Spreading Will Cut Cost While Improving Device Reliability », 1996. [En ligne]. Disponible sur: https://api.semanticscholar.org/CorpusID:109472030
[72] Z. Zhou, P. M. Holland, et P. Igic, « Compact thermal model of a three-phase IGBT inverter power module », in *2008 26th International Conference on Microelectronics*, mai 2008, p. 167-170. doi: 10.1109/ICMEL.2008.4559249.
[73] J. Lienhard et J. Lienhard, « Appendix A: Some thermo-physical properties of selected materials », in *A Heat Transfer Textbook*, Phlogiston Press, 2006, p. 698-719.
[74] B. Zhao et X. Liu, « A transient formulation of entropy and heat transfer coefficients of Newton's cooling law with the unifying entropy potential difference in compressible flows », *Int. J. Therm. Sci.*, vol. 205, p. 109253, nov. 2024, doi: 10.1016/j.ijthermalsci.2024.109253.
[75] B. Zhao, « Integrity of Newton's cooling law based on thermal convection theory of heat transfer and entropy transfer », *Sci. Rep.*, vol. 12, n° 1, p. 16292, sept. 2022, doi: 10.1038/s41598-022-18961-8.
[76] P. Antognetti, F. Curatelli, G. R. Bisio, et S. Palara, « Three-dimensional transient thermal simulation: application to delayed short circuit protection in power ICs », *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 15, n° 3, p. 277-281, juin 1980, doi: 10.1109/JSSC.1980.1051383.
[77] A. G. Kokkas, « Thermal analysis of multiple-layer structures », *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 21, n° 11, p. 674-681, nov. 1974, doi: 10.1109/T-ED.1974.17993.
[78] N. K. Sinha, « System identification—theory for the user: Lennart Ljung », 1989.
[79] L. Ljung, « Perspectives on system identification », *Annu. Rev. Control*, vol. 34, n° 1, p. 1-12, avr. 2010, doi: 10.1016/j.arcontrol.2009.12.001.
[80] L. Ljung, « System Identification and Simple Process Models », janv. 2004.
[81] M. Fliess, C. Join, et H. Sira-Ramírez, « COMPLEX CONTINUOUS NONLINEAR SYSTEMS: THEIR BLACK BOX IDENTIFICATION AND THEIR CONTROL », *14th IFAC Symp. Identif. Syst. Parameter Estim.*, vol. 39, n° 1, p. 416-421, janv. 2006, doi: 10.3182/20060329-3-AU-2901.00062.
[82] G. Favier, *An overview of system modeling and identification (Invited paper)*. 2010.
[83] Chi-Tsong Chen, « Representations of linear time-invariant composite systems », *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 13, n° 3, p. 277-283, juin 1968, doi: 10.1109/TAC.1968.1098915.
[84] L. Ljung, « Prediction error estimation methods », *Circuits Syst. Signal Process.*, vol. 21, p. 11-21, 2002.
[85] V. Cellini, F. De Pellegrini, et G. Cariolaro, « On the time invariance of linear systems », *Eur. Signal Process. Conf.*, janv. 2006.
[86] H. Garnier, M. Gilson, et T. Bastogne, « Identification de modèles paramétriques à temps continu. Méthodes, outil logiciel et avantages », nov. 2006.
[87] D. W. Hahn et M. N. Özisik, *Heat conduction*. John Wiley & Sons, 2012.
[88] D. Maillet et B. Rémy, « Identification of Impulse Responses in Heat Transfer: Parameterization, Doses, Partial Time Moments », *Heat Transf. Eng.*, vol. 45, n° 2, p. 133-149, janv. 2024, doi: 10.1080/01457632.2023.2178279.
[89] J.-L. Battaglia, « Lecture 7. Types of inverse problems, model reduction, model identification. Part A: Experimental identification of low order model ».
[90] A. Barthélémy, V. Schick, C. Zacharie, et B. Rémy, « ARX model identification for thermal virtual sensors in a vacuum heating furnace », *Int. J. Therm. Sci.*, vol. 215, p. 109971, sept. 2025, doi: 10.1016/j.ijthermalsci.2025.109971.

[91] F. Uriz Jauregui, B. Remy, A. Degiovanni, et O. Verseux, « Model identificaton for temperature extrapolation in aircraft powerplant systems », *Int. J. Therm. Sci.*, vol. 64, p. 162-177, févr. 2013, doi: 10.1016/j.ijthermalsci.2012.08.019.
[92] T. Loussouarn, D. Maillet, B. Remy, V. Schick, et D. Dan, « Indirect measurement of temperature inside a furnace, ARX model identification », *J. Phys. Conf. Ser.*, vol. 1047, n° 1, p. 012006, juin 2018, doi: 10.1088/1742-6596/1047/1/012006.
[93] D. Maillet, C. Zacharie, et B. Rémy, « Modèles réduits ARX et produit de convolution en thermique linéaire des systèmes invariants. Reduced ARX models and convolution product for heat transfer in times invariant systems », présenté à Congrès Français de Thermique, SFT 2021, 2021.
[94] A. H. Ribeiro et L. A. Aguirre, « Shooting methods for parameter estimation of output error models », *IFAC-Pap.*, vol. 50, n° 1, p. 13998-14003, 2017.
[95] H. Liu, Z. Wang, C. Zhao, J. Ge, H. Dong, et Z. Liu, « Improving the Signal-to-Noise-Ratio of Free Induction Decay Signals Using a New Multilinear Singular Value Decomposition-Based Filter », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 70, p. 1-11, 2021, doi: 10.1109/TIM.2021.3105236.
[96] E. Anderson *et al.*, *LAPACK users' guide*. SIAM, 1999.
[97] H. Akaike, « Information theory and an extension of the maximum likelihood principle », in *Selected papers of hirotugu akaike*, Springer, 1998, p. 199-213.
[98] D. Anderson et K. Burnham, « Model selection and multi-model inference », *Second NY Springer-Verl.*, vol. 63, n° 2020, p. 10, 2004.
[99] R. C. Eberhart, Y. Shi, et J. Kennedy, *Swarm Intelligence (Morgan Kaufmann series in evolutionary computation)*. Morgan Kaufmann Publishers, 2001.
[100] K. Prakash et M. Sydulu, « Particle Swarm Optimization Based Capacitor Placement on Radial Distribution Systems », in *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2007, p. 1-5. doi: 10.1109/PES.2007.386149.
[101] C. W. Reynolds, « Flocks, herds and schools: A distributed behavioral model », présenté à Proceedings of the 14th annual conference on Computer graphics and interactive techniques, 1987, p. 25-34.
[102] F. Heppner, « A stochastic nonlinear model for coordinated bird flocks », *Ubiquity Chaos*, 1990.
[103] G. CALAS, « Optimisation par essaim particulaire », *Une*, vol. 3, n° 3, 2009.
[104] X. Zhu, Y. Huang, D. Zhang, et A. Li, « A Junction Temperature Measurement Method for Power MOSFETs Through Body Diode With Compensation Ideality Factor », *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 74, p. 1-13, 2025, doi: 10.1109/TIM.2025.3565118.
[105] H. Cao, P. Ning, Y. Huang, et X. Wen, « Online Monitoring Method for Junction Temperature of SiC MOSFETs based on Temperature Sensitive Electrical Parameter », *CSEE J. Power Energy Syst.*, vol. 10, n° 4, p. 1799-1807, juill. 2024, doi: 10.17775/CSEEJPES.2021.04840.
[106] Z. Ye, Z. Zheng, et C. Li, « A New Measurement of Online Junction Temperature Based on On-state Resistance », in *2023 IEEE 6th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, mai 2023, p. 3367-3370. doi: 10.1109/CIEEC58067.2023.10166768.
[107] S. Hiller, J. Zhang, et J. Lutz, « Estimating the chip temperature in an inverter by measuring the temperature sensitive Miller plateau during turn-off », in *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, mai 2019, p. 1-6.
[108] X. Jiang *et al.*, « Online Junction Temperature Measurement for SiC MOSFET Based on Dynamic Threshold Voltage Extraction », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, n° 4, p. 3757-3768, avr. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2020.3022390.
[109] X. Wang, Y. Peng, et Z. Shuai, « Quasi-Online Measurement of Threshold Voltage for SiC MOSFET », in *2023 IEEE 2nd International Power Electronics and Application Symposium (PEAS)*, nov. 2023, p. 264-268. doi: 10.1109/PEAS58692.2023.10395790.
[110] S. Pu, F. Yang, E. Ugur, C. Xu, et B. Akin, « SiC MOSFET Aging Detection Based on Miller Plateau Voltage Sensing », in *2019 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, juin 2019, p. 1-6. doi: 10.1109/ITEC.2019.8790553.

[111] J. O. Gonzalez et O. Alatise, « Challenges of Junction Temperature Sensing in SiC Power MOSFETs », in *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, mai 2019, p. 891-898. doi: 10.23919/ICPE2019-ECCEAsia42246.2019.8797281.

[112] https://www.emobility-engineering.com/wide-bandgap-semiconductors-ev/