



**HAL**  
open science

# Méthodes calorimétriques dynamiques pour l'estimation des pertes dans les composants semi-conducteurs de puissance

Do Phuong Uyen Tran

► **To cite this version:**

Do Phuong Uyen Tran. Méthodes calorimétriques dynamiques pour l'estimation des pertes dans les composants semi-conducteurs de puissance. Energie électrique. Université Grenoble Alpes [2020-..], 2021. Français. NNT : 2021GRALT036 . tel-03400554

**HAL Id: tel-03400554**

**<https://theses.hal.science/tel-03400554v1>**

Submitted on 25 Oct 2021

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

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

## THÈSE

Pour obtenir le grade de

### DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES

Spécialité : **GENIE ELECTRIQUE**

Arrêté ministériel : 25 mai 2016

Présentée par

**Do Phuong Uyen TRAN**

Thèse dirigée par **Yvan AVENAS**, Maître de conférences HDR,  
Grenoble INP,  
et codirigée par **Stéphane LEFEBVRE**, PR HDR, CNAM Paris

préparée au sein du **Laboratoire de Génie Electrique de  
Grenoble (G2Elab)**  
dans **l'École Doctorale Electronique, Electrotechnique,  
Automatique, Traitement du Signal (EEATS)**

## Méthodes Calorimétriques Dynamiques pour l'Estimation des Pertes dans les Composants Semi-conducteurs de Puissance

Thèse soutenue publiquement le **19 janvier 2021**,  
devant le jury composé de :

**M. Christophe BATARD**

Maître de conférences HDR, IUT de Nantes

Rapporteur

**M. Cyril BUTTAY**

Directeur de recherche,  
CNRS Délégation Rhône Auvergne

Rapporteur

**M. Jean-Luc SCHANEN**

Professeur, Grenoble INP

Président

**M. Stéphane RAEL**

Professeur, Université de Lorraine

Examineur

**M. Stéphane LEFEBVRE**

Professeur, CNAM Paris

Co-Encadrant de thèse

**M. Yvan AVENAS**

Maître de conférences HDR, Grenoble INP

Directeur de thèse





---

## Remerciements

*Si nous sommes ce que nous sommes aujourd'hui, c'est grâce en partie aux personnes qui ont croisé notre route.*

Dolly Demitro

Je voudrais dédier une partie de ce mémoire de thèse à remercier les personnes qui, de près ou de loin, se soucient de moi et m'ont apporté leur précieux soutien durant ces années de thèse.

Je souhaiterais tout d'abord exprimer ma profonde gratitude à mon directeur de thèse, Monsieur Yvan AVENAS de m'avoir encadré et dirigé cette recherche tout au long de trois années de thèse. Ses connaissances scientifiques, sa grande disponibilité et ses encouragements m'ont aidé à réaliser les travaux présentés dans la thèse. De plus, ses nombreuses relectures et corrections de ce mémoire de thèse et des autres articles scientifiques ont été très appréciables. Toujours à l'écoute et réactif, ses compliments ainsi que ses conseils avisés et ses critiques constructives m'ont beaucoup servi et m'ont permis d'évoluer au cours des trois dernières années.

Je voudrais également adresser mes remerciements à mon co-encadrant, Monsieur Stéphane LEFEBVRE, qui m'a conseillée et suivi l'avancement de mon travail tout au long de la thèse. Nos discussions nombreuses et intéressantes ont indéniablement contribué à éclairer le travail. Il m'a beaucoup appris, ses idées et ses remarques m'ont été d'une grande aide concernant les aspects expérimentaux. Je souhaiterais lui exprimer ma reconnaissance pour m'avoir fait part de son expérience professionnelle, pour ses compétences d'encadrement et pour son soutien.

Je tiens à remercier Monsieur Christophe BATARD et Monsieur Cyril BUTTAY de m'avoir fait l'honneur d'être les rapporteurs de mon travail de recherche. La version finale de ce mémoire a bénéficié de leur lecture très attentive et de leurs remarques précieuses. Je remercie respectueusement Monsieur Jean-Luc SCHANEN d'avoir présidé le jury de ma soutenance de thèse, et Monsieur Stéphane RAEL d'avoir accepté d'être membre du jury et d'examiner ce travail.

Ma thèse de doctorat a été préparée au sein du laboratoire G2Elab (Grenoble Génie Electrique), j'adresse mes remerciements à tous les personnes du G2Elab pour leur accueil, leur soutien et l'ambiance conviviale qu'ils portent au sein de notre laboratoire. Je remercie M. Alexis DERBEY et M. Benoit SARRAZIN, pour leur aide et leurs conseils indispensables sur la conception des circuits expérimentaux. Je remercie mes collègues de l'équipe EP : André, Adrien, Fadel, Joe, Nisith, Lucas, Luciano, Soleiman, Nasreddine, ..., avec qui j'ai partagé le bureau, la plupart de temps de

travail et beaucoup de souvenirs à Grenoble. Je me souviens des pauses café, des apéros mémorables, des soirées et des sorties très amusantes avec eux.

Je voudrais aussi remercier les amis que j'ai eu l'honneur de rencontrer à Grenoble : Tuan, The, Phan Anh, Ngoc Anh, Quynh, Cong, Tri, Hoa, Hai, Sang, Linh, Huy, Kha ... pour m'avoir beaucoup aidé non seulement autour de la thèse mais aussi dans la vie quotidienne. J'apprécie énormément le temps que nous avons passé ensemble, les discussions, les fêtes, les randonnées, ... Un grand merci à mon copain, Son LE, qui m'a apporté un soutien constant dans les moments difficiles de mon travail ou de ma vie, en partageant avec moi de nombreuses émotions, joies et aussi tristesses.

Enfin, je voudrais témoigner ma sincère gratitude à ma famille au Vietnam, tout particulièrement à mes parents, leur amour et leur soutien inconditionnels sont essentiels pour moi, sans lesquels je n'aurais pas réussi à aller aussi loin.

# TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS	<b>i</b>
TABLE DES MATIÈRES	<b>iii</b>
GLOSSAIRE	<b>xiii</b>
INTRODUCTION GÉNÉRALE	<b>1</b>
1 ÉTAT DE L'ART	<b>5</b>
1.1 IMPORTANCE DE L'ESTIMATION DES PERTES DANS LES COMPOSANTS À SEMI- CONDUCTEURS DE PUISSANCE . . . . .	6
1.2 ORIGINE DES PERTES DANS LES COMPOSANTS À SEMI-CONDUCTEURS . . . . .	6
1.3 CALCUL ANALYTIQUE DES PERTES DANS LES COMPOSANTS À SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE . . . . .	8
1.3.1 Types des modèles . . . . .	8
1.3.2 Conclusion . . . . .	11
1.4 PROBLÉMATIQUE DE MESURE DES PERTES . . . . .	12
1.5 MESURES ÉLECTRIQUES DES PERTES . . . . .	12
1.5.1 Méthode de double impulsion . . . . .	13
1.5.2 Mesures de rendement . . . . .	14
1.5.3 Méthode d'opposition . . . . .	15
1.5.4 Conclusion . . . . .	16
1.6 MESURES CALORIMÉTRIQUES DES PERTES . . . . .	17
1.6.1 Calorimétrie statique . . . . .	17
1.6.1.a Chambre calorimétrique . . . . .	17
1.6.1.b Conduction à travers une barre métallique / un dissipateur . . . . .	19

1.6.1.c	Conclusion . . . . .	21
1.6.2	Calorimétrie dynamique . . . . .	21
1.6.2.a	Capacité thermique – Stockage thermique solide . . . . .	21
1.6.2.b	Capacité thermique – Stockage thermique en liquide . . . . .	24
1.6.2.c	Constante de temps thermique . . . . .	25
1.6.3	Conclusion . . . . .	26
1.7	ESTIMATION DE LA TEMPÉRATURE DE JONCTION . . . . .	27
1.8	CONCLUSION . . . . .	29
<b>2</b>	<b>MÉTHODES DYNAMIQUES CALORIMÉTRIQUES</b>	<b>31</b>
2.1	INTRODUCTION . . . . .	32
2.2	MÉTHODE BASÉE SUR L'UTILISATION D'IMPÉDANCES THERMIQUES . . . . .	32
2.2.1	Méthodologie . . . . .	32
2.2.2	Identification du modèle thermique . . . . .	34
2.2.3	Estimation de pertes et de la température de jonction en conditions de fonctionnement . . . . .	36
2.3	ÉVALUATION DE LA MÉTHODE . . . . .	36
2.3.1	Cas d'étude . . . . .	36
2.3.2	Système modélisé avec le logiciel d'analyse thermique . . . . .	38
2.3.3	Validation de la méthode . . . . .	39
2.4	MÉTHODE BASÉE SUR LA DIFFÉRENCE DE TEMPÉRATURE ENTRE DEUX POINTS DU BLOC . . . . .	44
2.4.1	Principe . . . . .	44
2.4.2	Estimation de $P(T_j)$ . . . . .	45
2.5	ÉTUDE DE LA ROBUSTESSE DES DEUX MÉTHODES PROPOSÉES . . . . .	46
2.5.1	Influence des paramètres physiques du système . . . . .	46
2.5.1.a	Matériau du bloc . . . . .	46
2.5.1.b	Volume et forme du bloc . . . . .	47
2.5.1.c	Résistance thermique de contact . . . . .	48
2.5.1.d	Conditions aux limites . . . . .	49
2.5.2	Influence de l'instrumentation . . . . .	50
2.5.2.a	Erreurs de mesure . . . . .	50
2.5.2.b	Bruit de mesure . . . . .	50
2.5.2.c	Fréquence d'échantillonnage . . . . .	52
2.5.3	Comparaison entre les deux méthodes . . . . .	54
2.6	ÉVALUATION DES MÉTHODES POUR PLUSIEURS COMPOSANTS SUR UN MÊME BLOC . . . . .	55
2.6.1	Principe . . . . .	55
2.6.2	Mise en œuvre sur un cas simple et généralisation avec la méthode 1 . . . . .	56
2.6.3	Mise en œuvre avec la méthode 2 . . . . .	58
2.7	CONCLUSION . . . . .	59
<b>3</b>	<b>VALIDATION DE LA MÉTHODE EN CONDUCTION</b>	<b>61</b>
3.1	INTRODUCTION . . . . .	62
3.2	MÉTHODOLOGIE DES ESSAIS EXPÉRIMENTAUX . . . . .	62

3.2.1	Circuit de mesure de la température . . . . .	62
3.2.1.a	Thermomètre à résistance de platine . . . . .	63
3.2.1.b	Conditionnement et calibration . . . . .	64
3.2.2	Conception du banc de test, partie mécanique . . . . .	66
3.3	CHOIX ET CALIBRATION DES PARAMÈTRES ÉLECTRIQUES THERMOSENSIBLES	67
3.3.1	Tension grille-source $V_{gs,Ids}$ . . . . .	67
3.3.2	Résistance à l'état passant $R_{dson}(T_j)$ . . . . .	70
3.4	IDENTIFICATION DU MODÈLE THERMIQUE POUR LA MÉTHODE BASÉE SUR L'IMPÉDANCE THERMIQUE . . . . .	73
3.4.1	Cas où la puissance dissipée est constante : utilisation du TSEP $V_{gs,Ids}$ . . . . .	73
3.4.2	Cas où la puissance dissipée n'est pas constante : utilisation du TSEP $R_{dson}$ . . . . .	75
3.5	VALIDATION EXPÉRIMENTALE DE LA MÉTHODE BASÉE SUR L'IMPÉDANCE THER- MIQUE . . . . .	77
3.5.1	Estimation des pertes . . . . .	77
3.5.2	Estimation de la température du composant . . . . .	80
3.6	VALIDATION DE LA MÉTHODE CALORIMÉTRIQUE BASÉE SUR LA DIFFÉRENCE DE TEMPÉRATURE ENTRE DEUX POINTS DU BLOC . . . . .	82
3.6.1	Identification et validation . . . . .	82
3.6.2	Estimation de la température de jonction durant le fonctionnement du composant	84
3.7	ANALYSE DES ERREURS D'ESTIMATION . . . . .	85
3.8	CONCLUSION . . . . .	86
4	VALIDATION DE LA MÉTHODE EN FONCTIONNEMENT NORMAL	<b>89</b>
4.1	INTRODUCTION . . . . .	90
4.2	CAS D'ÉTUDE . . . . .	90
4.3	PERTES DU COMPOSANT « HIGH SIDE » . . . . .	92
4.3.1	Séparation des pertes . . . . .	94
4.3.2	Influence des paramètres . . . . .	95
4.3.2.a	Fréquence de commutation . . . . .	95
4.3.2.b	Rapport cyclique . . . . .	95
4.3.2.c	Résistance de grille . . . . .	96
4.4	PERTES DU COMPOSANT « LOW SIDE » . . . . .	98
4.4.1	Identification de l'impédance thermique . . . . .	98
4.4.2	Estimation des pertes de la diode intrinsèque . . . . .	101
4.5	BRUIT DE MESURE . . . . .	104
4.6	CONCLUSION . . . . .	106
	CONCLUSION GÉNÉRALE	<b>109</b>
	BIBLIOGRAPHIE	<b>118</b>
	PUBLICATIONS	<b>119</b>
A	ANNEXE	<b>1</b>
A.1	INTERPOLATION DE $V_{gs}$ EN FONCTION DE LA RACINE CARRÉE DU TEMPS - SECTION 3.3.1 . . . . .	1

A.2	DÉTERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA RELATION $T_j(V_{gs})$ – SECTION 3.3.1	1
A.3	CALCUL DES IMPÉDANCES THERMIQUES - SECTION 3.4.1 . . . . .	2
A.4	CALCUL DES IMPÉDANCES THERMIQUES - SECTION 3.4.2 . . . . .	3
A.5	CALCUL DES PERTES DISSIPÉES - SECTION 3.5.1 . . . . .	3
A.6	CALCUL DE LA TEMPÉRATURE DE JONCTION - SECTION 3.5.2 . . . . .	4
A.7	IMAGE DU BANC DE TEST – SECTION 4.5 . . . . .	5

# TABLE DES FIGURES

1.1	(a) Cycles de commutation et (b) évolution des pertes instantanées dans un MOSFET au cours d'une période de fonctionnement . . . . .	7
1.2	Cycles de commutation d'un MOSFET : (a) phase de fermeture et (b) phase d'ouverture . . . . .	8
1.3	Structure d'un composant de puissance NMOS à structure latérale [1] . . . . .	9
1.4	Exemple d'un modèle comportemental du MOSFET avec des éléments de circuit équivalents . . . . .	10
1.5	Circuit de test double impulsion (a) Schéma, (b) Forme d'onde typique [2] . . . .	13
1.6	Schéma d'un convertisseur avec les analyseurs de puissance . . . . .	14
1.7	Circuit utilisé dans la méthode d'opposition, cas de la mesure des pertes dans un bras de pont . . . . .	15
1.8	Formes d'onde de tension et de courant du circuit : (a) pour la première étape et (b) pour la seconde étape [3] . . . . .	16
1.9	Structure simplifiée d'un calorimètre (a) type ouvert; (b) type fermé (d'après [4])	18
1.10	Structure du calorimètre à double enveloppe (d'après [4]) . . . . .	18
1.11	Mesure de pertes avec une colonne métallique [5] . . . . .	19
1.12	(a) Structure du calorimètre basé sur l'utilisation d'un module Peltier et (b) Schéma synoptique de l'appareil et du système de contrôle [6] . . . . .	20
1.13	Images de circuits de mesure de pertes et de calorimètres dans les articles [7] et [8]	22
1.14	Évolution de la température en fonction du temps pour une puissance $P = 20$ W [8]	22
1.15	(a) Évolution de la température en fonction du temps avec $P < 2$ W et (b) relation entre l'augmentation de la température et les pertes [7] . . . . .	23
1.16	Schéma du circuit en demi-pont modifié d'après [9] . . . . .	23
1.17	Stratégie de modulation utilisée pour le calcul des différentes pertes [9] . . . . .	24
1.18	Schémas de principe des calorimètres utilisés dans les articles : (a) [10], (b) [11] .	25
1.19	Modèle thermique simplifié . . . . .	25
1.20	Circuits équivalents aux transferts de chaleur associant résistances et capacités thermiques (a) modèle de Cauer, (b) modèle de Foster . . . . .	27
2.1	Modèle de simulation . . . . .	33
2.2	Principe de la méthode proposée . . . . .	34
2.3	Schéma du cas d'étude . . . . .	37
2.4	Résistance normalisée à l'état passant en fonction de la température de jonction [12]	37
2.5	Évolution théorique de $P_{cond}(T_j)$ pour différents niveaux de courant (avec $D = 1$ )	38
2.6	Géométrie du système simulé avec le logiciel FloTHERM . . . . .	39
2.7	Évolution de température dans le système en fonction de la position $z$ après 10 s ( $x = 5$ cm, $y = 0,5$ cm) ( $P_A = 50$ W) . . . . .	40

2.8	Évolution de la température en fonction du temps pour $P_A = 50$ W (a) aux premiers instants et (b) pendant 150 s . . . . .	40
2.9	Dérivées des impédances thermiques . . . . .	41
2.10	Températures simulées en fonction du temps (le composant est en conduction avec $I_{ds} = 14$ A) (a) aux premiers instants et (b) pendant 150 s . . . . .	41
2.11	Comparaison des pertes (référence et calcul) par conduction en fonction du temps . . . . .	42
2.12	Comparaison des températures de jonction (référence et calcul) en fonction du temps (a) aux premiers instants et (b) pendant 150 s . . . . .	42
2.13	Comparaison des pertes par conduction (référence et calcul) en fonction de la température de jonction ( $I_{ds} = 14$ A) . . . . .	43
2.14	Évolution des températures $T_{b1}$ et $T_{b2}$ en fonction du temps pour une puissance $P = 50$ W . . . . .	43
2.15	$\Delta T_{j1}$ et $\Delta T_{j2}$ en fonction du temps pour $P_A = 50$ W (a) aux premiers instants, (b) pendant 150 s . . . . .	44
2.16	$\Delta T_{j2}$ et $\Delta T_{j1}$ en fonction de la puissance ( $a_1 \approx 0,05$ et $a_2 \approx 1,25$ ) . . . . .	45
2.17	Pertes en fonction du temps calculées par deux méthodes (le composant est en conduction avec $I_{ds} = 14$ A) . . . . .	46
2.18	(a) $P(T_j)$ obtenus avec la méthode 2 et comparaison à la valeur théorique, (b) $P(T_j)$ extrapolée ( $I_{ds} = 14$ A, $D = 1$ ) . . . . .	46
2.19	Température de jonction du composant $T_j$ et température locale dans le bloc $T_b$ calculées par le logiciel FloTHERM (cas où le composant dissipe des pertes par conduction avec $I_{ds} = 14$ A et $R_{dson} = 0,15 \Omega$ à $T_j = 25^\circ\text{C}$ , le bloc utilisé est en cuivre, $c_{Cu} = 385 \text{ J}\cdot\text{K}^{-1}\cdot\text{kg}^{-1}$ ou en aluminium, $c_{Al} = 913 \text{ J}\cdot\text{K}^{-1}\cdot\text{kg}^{-1}$ ) . . . . .	47
2.20	(a) Température en fonction du temps avec différentes dimensions du bloc, (b) Géométrie du bloc . . . . .	48
2.21	$T_j(t)$ avec différentes résistances thermiques de contact (dimension du bloc 10 cm $\times$ 5 cm $\times$ 2,5 cm) . . . . .	48
2.22	Pertes en fonction du temps estimées par les deux méthodes avec prise en compte de l'échange convectif ( $h = 5 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$ pendant l'étape d'identification et $h = 15 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$ pendant l'étape de mesure) . . . . .	49
2.23	Pertes du composant et température de jonction estimées par la méthode 1 avec l'influence d'une erreur de $+1^\circ\text{C}$ pour les capteurs de température (le composant est en conduction avec $I_{ds} = 14$ A) . . . . .	50
2.24	Fonction gaussienne . . . . .	51
2.25	Résultats des pertes en fonction du temps en présence de bruit obtenus par les deux méthodes ( $I_{ds} = 14$ A, $D = 1$ ) . . . . .	51
2.26	Résultats des pertes par conduction obtenues par les deux méthodes après le filtrage des températures . . . . .	52
2.27	Température $T_b$ en fonction du temps avec différents pas de temps . . . . .	53
2.28	Évolution des pertes en fonction du temps calculée par la première méthode, dans un cas idéal, avec différents pas de temps . . . . .	53
2.29	Modèle de simulation pour deux composants mis sur un même bloc . . . . .	55
2.30	Pertes en fonction de la température de jonction de deux composants . . . . .	57
2.31	(a) Évolution des températures $T_{b1}$ et $T_{b2}$ , (b) Pertes dissipées par les deux composants $S_1$ et $S_2$ déterminées par la méthode 1 et leurs références . . . . .	58

2.32	Température de jonction des deux composants en fonction du temps . . . . .	58
2.33	Comparaison entre les résultats obtenus par la méthode 2 et la référence . . . . .	59
3.1	Mise en oeuvre d'une sonde Pt100 (a) Montage trois fils, (b) Montage quatre fils	63
3.2	Sonde Pt100 miniature [ref : 515-122] ( <a href="https://www.tcdirect.fr/">https://www.tcdirect.fr/</a> ) . . . . .	64
3.3	Schéma du circuit de mesure de température . . . . .	64
3.4	Sonde Pt100 haute précision (6 mm x 250 mm) [ref : 515-725] ( <a href="https://www.tcdirect.fr/">https://www.tcdirect.fr/</a> )	65
3.5	Système de calibration des sondes Pt100 . . . . .	65
3.6	(a) Calibration de la tension de sortie du capteur Pt100 avec la température, (b) et leurs erreurs . . . . .	66
3.7	Banc d'essai . . . . .	67
3.8	Circuit électrique pour la mesure du TSEP $V_{gs,I_{ds}}$ . . . . .	68
3.9	Tension $V_{gs}$ en fonction du temps avec $I_{ds} = 3,2$ A, $T_j = 75^\circ\text{C}$ (a) abscisse en échelle linéaire, (b) abscisse correspondant à la racine carrée du temps . . . . .	69
3.10	Tension $V_{gs}$ en fonction de la température pour un courant de 3,2 A, mesures et interpolation . . . . .	69
3.11	Tension grille-source en fonction de la température de jonction $V_{gs,I_{ds}}(T_j)$ à différent niveaux de courant . . . . .	70
3.12	Circuits électriques possibles pour la calibration de la résistance à l'état passant .	71
3.13	La tension $V_{ds}$ (a) et le courant $I_{ds}$ (b) en fonction du temps pour l'estimation de $R_{dson}$ . . . . .	71
3.14	Normalisation de la résistance à l'état passant en fonction de la température de jonction ( $I_{ds} = 13$ A, $V_{gs} = 15$ V) avec $R_{dson}(25^\circ\text{C}) = 0,116 \Omega$ . . . . .	72
3.15	Résistance à l'état passant en fonction de la température sous différents niveaux de courant ( $V_{gs} = 15$ V) . . . . .	72
3.16	(a) Tension $V_{gs}$ en fonction du temps, (b) Température $T_j$ en fonction du temps, déduite à partir de $V_{gs}$ ( $P = 63$ W) . . . . .	74
3.17	Température mesurée $T_b$ avant et après filtrage (a) en fonction du temps, (b) zoom ( $P = 63$ W) . . . . .	74
3.18	Température mesurée $T_b$ et température de jonction estimée $T_j$ en fonction du temps pour $P = 63$ W (pas de temps $\delta\tau$ de 10 ms) (a) pendant 300 s, (b) zoom sur les premiers instants . . . . .	74
3.19	Dérivées des impédances thermiques $Z_{th_j}$ et $Z_{th_b}$ (pas de temps de 10 ms) . . . .	75
3.20	(a) Tension drain-source et (b) Pertes par conduction mesurées en fonction du temps	76
3.21	Évolution de la température mesurée $T_b$ dans le bloc et de la température de jonction $T_j$ estimée par $R_{dson}$ ( $I_{ds} = 5$ A) . . . . .	76
3.22	Comparaison des dérivées de l'impédance thermique $Z_{th_j}$ et $Z_{th_b}$ identifiées avec les deux TSEPs . . . . .	77
3.23	Test 1 : fonctionnement en régime de saturation (a) Variation du courant de drain au cours du temps ( $\delta\tau = 10$ ms), (b) Température mesurée à l'intérieur du bloc ( $\delta\tau = 10$ ms) . . . . .	78
3.24	Banc d'essai avec le dispositif d'isolation thermique du bloc et de composant . .	78
3.25	Test 2 : conduction en régime ohmique (a) Variation de la tension drain-source au cours du temps ( $I_{ds} = 11$ A), (b) Température mesurée à l'intérieur du bloc ( $\delta\tau = 10$ ms) . . . . .	79

3.26	Test 1 - Puissance dissipée de référence et puissance dissipée estimée en fonction du temps (fonctionnement en régime de saturation) (a) pendant 300 s, (b) aux 20 premières secondes . . . . .	80
3.27	Test 2 - Pertes par conduction du MOSFET avec $I_{ds} = 11$ A (fonctionnement en régime de conduction) (a) pendant 300 s, (b) aux 20 premières secondes . . . . .	80
3.28	Test 1 - Température de jonction calculée et estimée en fonction du temps (fonctionnement en régime de saturation) (a) pendant longtemps, (b) aux 10 premières secondes . . . . .	81
3.29	Test 2 - Température de jonction calculée et estimée en fonction du temps (fonctionnement en régime de conduction) (a) pendant 300 s, (b) aux 10 premières secondes . . . . .	81
3.30	Écart de la température entre deux points de mesure dans le bloc . . . . .	82
3.31	(a) $\Delta T_{j1}$ et (b) $\Delta T_{j2}$ en fonction de la puissance . . . . .	83
3.32	(a) Variation de température $\Delta T_{j2}$ au cours du temps, (b) Comparaison entre la puissance de référence et la puissance calculée en fonction du temps . . . . .	84
3.33	Comparaison entre la température de jonction de référence et celles calculées en fonction du temps . . . . .	84
4.1	Schéma de la cellule de commutation . . . . .	90
4.2	(a) Modification de la position du composant sur le bloc, (b) Banc de test . . . . .	91
4.3	(a) Pertes par conduction, (b) Température mesurée dans le bloc et température de jonction du composant . . . . .	91
4.4	Dérivée de l'impédance thermique après avoir modifié la position du composant sur le bloc (a) $Z_{thj}$ (b) $Z_{thb}$ (pas de temps de 0,01 s) . . . . .	92
4.5	(a) Pertes totales du composant $S_1$ , (b) Température de jonction du composant en fonction du temps ( $V_{dc} = 50$ V, $I_{ch} = 13$ A, $f_d = 80$ kHz, $D = 0,7$ ) . . . . .	93
4.6	Pertes totales en fonction de la température de jonction du composant ( $V_{dc} = 50$ V, $I_{ch} = 13$ A, $f_d = 80$ kHz, $D = 0,7$ , $R_g = 10$ $\Omega$ ) . . . . .	94
4.7	Pertes totales mesurées, pertes par conduction calculées par (4.3) et pertes par commutation déduites du composant ( $V_{dc} = 50$ V, $I_{ch} = 13$ A, $f_d = 80$ kHz, $D = 0,7$ , $R_g = 10$ $\Omega$ ) . . . . .	94
4.8	Pertes totales mesurées, pertes par conduction calculées et pertes par commutation déduites ( $V_{dc} = 50$ V, $I_{ch} = 13$ A, $f_d = 50$ kHz / 100 kHz, $D = 0,7$ , $R_g = 10$ $\Omega$ ) . . . . .	95
4.9	Pertes totales en fonction de la fréquence de découpage . . . . .	96
4.10	Pertes par conduction calculées et pertes par commutation déduites : $V_{dc} = 50$ V, $I_{ch} = 13$ A, $f_d = 100$ kHz, $D = 0,6 / 0,7 / 0,8$ , $R_g = 10$ $\Omega$ ) . . . . .	96
4.11	Énergies de commutation ( $V_{dc} = 50$ V, $I_{ch} = 13$ A, $f_d = 50$ kHz / 80 kHz / 100 kHz, $D = 0,6 / 0,7 / 0,8$ , $R_g = 10$ $\Omega$ ) . . . . .	97
4.12	(a) Tension de la sonde Pt100 mesurée pour deux différentes résistances de grille, (b) Dépendance des pertes totales, de conduction et de commutation à la résistance de grille ( $V_{dc} = 90$ V, $I_{ch} = 13$ A, $f_d = 50$ kHz, $D = 0,2$ , $R_g = 10$ $\Omega$ / 100 $\Omega$ ) . . . . .	97
4.13	Pertes en fonction de la fréquence de découpage ( $V_{dc} = 90$ V, $I_{ch} = 13$ A, $f_d = 50$ kHz, $D = 0,2$ , $R_g = 10$ $\Omega$ / 100 $\Omega$ ) . . . . .	98
4.14	(a) Tension $V_{sd}$ mesurée, (b) Température mesurée dans le bloc . . . . .	99
4.15	Dérivée de l'impédance thermique $Z_{thb}$ (a) sur 10 s (b) sur 5500 s . . . . .	99

4.16	Circuit électrique pour la calibration de la tension $V_{sd}$ avec température $T_j$ . . . . .	100
4.17	Tension $V_{sd}$ (a) en fonction du temps, (b) en fonction de la racine carrée du temps, avec $I_{sd} = 11$ A et $T_a = 25^\circ\text{C}$ . . . . .	100
4.18	(a) $V_{sd}$ en fonction de $T_j$ aux différents niveaux de courant, (b) Caractéristique de la diode $I_{sd}(V_{sd})$ . . . . .	100
4.19	Évolution de la dérivée de l'impédance thermique $Z_{th_j}$ (a) sur 1 s (b) sur 5500 s . . . . .	101
4.20	Pertes de la diode déterminées avec les conditions : $V_{dc} = 50$ V, $I_{ch} = 13$ A, $f_d = 80$ kHz, $D = 0,2 / 0,4 / 0,6$ . . . . .	102
4.21	Températures mesurées dans le bloc ( $V_{dc} = 50$ V, $I_{ch} = 13$ A, $D = 0,2$ , $f_d = 40$ kHz/ 80 kHz/ 100 kHz) . . . . .	102
4.22	(a) Pertes de la diode estimées en fonction de la température de jonction, (b) $P_{diode}$ en fonction de la fréquence de commutation pour différentes valeurs de température $T_j$ . . . . .	103
4.23	Pertes de la diode en modifiant la tension d'entrée $V_{dc}$ ( $I_{ch} = 13$ A, $D = 0,2$ , $f_d = 80$ kHz) . . . . .	103
4.24	Tension $V_{Pt100}$ mesurée sous différentes conditions de test . . . . .	104
4.25	Circuit de mesure de température par la sonde Pt100 . . . . .	105
4.26	Tension $V_{Pt100}$ avant et après avoir amélioré la mise en place du test expérimental . . . . .	106
4.27	(a) Tension $V_{Pt100}$ avant et après filtrage en fonction du temps, (b) Spectre d'amplitude de la tension . . . . .	106
A.1	Image du banc de test . . . . .	5

## Liste des tableaux

1.1	Synthèse des méthodes de mesure des pertes du composant à semi-conducteur de puissance . . . . .	30
2.1	Dimensions des couches du système . . . . .	39
2.2	Comparaison entre les deux méthodes . . . . .	54
4.1	Données mesurées et calculées ( $f_d = 100$ kHz) . . . . .	103



## Grandeurs électriques

Symbole	Grandeur	Unité
$C_{iss}$	Capacité d'entrée du composant MOSFET	$pF$
$C_{oss}$	Capacité de sortie du composant MOSFET	$pF$
$C_{rss}$	Capacité Miller du composant MOSFET	$pF$
$D$	Rapport cyclique	
$E_{com}$	Énergies de commutation	$J$
$E_{on}$	Énergies à l'amorçage	$J$
$E_{off}$	Énergies au blocage	$J$
$dt$	Temps mort	$s$
$f_d$	Fréquence de découpage	$Hz$
$f_s$	Fréquence d'échantillonnage	$Hz$
$I_{ds}$	Courant drain-source	$A$
$P$	Pertes/ Puissance	$W$
<b>p</b>	Vecteur basée sur les pertes $P$	
<b>P</b>	Matrice triangulaire basée sur les pertes $P$	
$P_{com}$	Pertes par commutation	$W$
$P_{cond}$	Pertes par conduction	$W$
$P_{tot}$	Pertes totales	$W$
$R_{dson}$	Résistance à l'état passant	$\Omega$
$V$	Tension	$V$
$R_g$	Résistance de grille	$\Omega$
$R_{shunt}$	Résistance de shunt	$\Omega$
$t$	Temps	$s$
$\delta\tau$	Pas de temps	$s$
$V_{ce}$	Tension Collecteur Emetteur	$V$
$V_{ds}$	Tension Drain Source	$V$
$V_{ge}$	Tension Gate Emetteur	$V$
$V_{gs}$	Tension Grille Source	$V$
$V_{in}$	Tension d'entrée	$V$
$V_{th}$	Tension de seuil du composant MOSFET	$V$

### Grandeurs thermiques

Symbole	Grandeur	Unité
$C_{th}$	Capacité thermique	$J \cdot K^{-1}$
$c$	Capacité thermique massique	$J \cdot K^{-1} \cdot kg^{-1}$
$\dot{m}$	Débit massique	$kg \cdot s^{-1}$
$R_{th}$	Résistance thermique	$K \cdot m^2 \cdot W^{-1}$
$R_{thc}$	Résistance thermique de contact	$K \cdot m^2 \cdot W^{-1}$
$T$	Température	$^{\circ}C$ ou $K$
$T_a$	Température ambiante	$^{\circ}C$ ou $K$
$T_b$	Température dans le bloc	$^{\circ}C$ ou $K$
$T_j$	Température de jonction du composant	$^{\circ}C$ ou $K$
$\theta$	Évolution de température	$^{\circ}C$ ou $K$
$\theta$	Vecteur basée sur l'évolution de température $\theta$	
$\Delta T$	Différence de température	$^{\circ}C$ ou $K$
$Z_{th}$	Impédance thermique	$K \cdot W^{-1}$
$\dot{Z}_{th}$	Dérivée de l'impédance thermique	$K \cdot W^{-1} \cdot s^{-1}$
$\mathbf{z}$	Vecteur basée sur les dérivées de l'impédance thermique $\dot{Z}_{th}$	
$\mathbf{Z}$	Matrice triangulaire les dérivées de l'impédance thermique $\dot{Z}_{th}$	
$\lambda$	Conductivité thermique	$W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}$
$\phi$	Flux de chaleur	$W \cdot m^{-2}$

**Abréviations**

BJT	Transistor bipolaire (Bipolar Junction Transistor)
CEM	Compatibilité électromagnétique
CMS	Composant monté en surface (SMD - Surface Mounted Device)
DUT	Composant sous-test (Device under test)
EF	Élément fini
GaN	Nitride de gallium (Gallium Nitride)
HEMT	Transistor à électron à haute mobilité (High-Electron-Mobility Transistor)
IGBT	Transistor bipolaire à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor)
MOS	Métal-Oxyde-Semi-conducteur (Metal Oxide Semiconductor)
MOSFET	Transistor à effet de champ Métal-Oxyde-Semi-conducteur (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
NMOS	N-type Métal-Oxyde-Semi-conducteur (N-type Metal Oxide Semiconductor)
PRT	Thermomètre à résistance de platine (Platinum Resistance Thermometer)
RTD	Capteur de température à résistance (Resistance Temperature Detector)
Si	Silicium
SiC	Carbure de silicium (Silicon Carbide)
TEM	Module thermoélectrique (Thermoelectric module)
TSEP	Paramètre électrique thermosensible (Thermo-sensitive Electrical Parameter)
ZVS	Commutation à tension nulle (Zéro Voltage Switching)



---

## Introduction générale

La demande mondiale d'électricité n'a cessé d'augmenter au cours du temps. Son taux de croissance a été de 3,7% en 2019 ce qui constitue l'un des taux les plus élevés depuis 20 ans [13]. Cette situation entraîne un besoin accru en systèmes de conversion d'énergie électrique. Dans ce contexte, les convertisseurs statiques qui utilisent des semi-conducteurs de puissance (diodes, thyristors, transistors ...) comme interrupteurs, permettent de convertir et gérer l'énergie électrique disponible avec un très bon rendement. La plupart des applications de conversion de l'énergie électrique, telles que les variateurs de moteurs électriques, les convertisseurs associés aux énergies renouvelables ou ceux utilisés dans le domaine des transports électriques exigent un rendement élevé, une grande fiabilité, et un temps de réponse rapide. La conception d'un convertisseur de puissance doit aussi trouver un équilibre entre rendement et densité de puissance. La puissance dissipée par les composants à semi-conducteurs a une forte influence sur le rendement du convertisseur, tandis que les éléments passifs (dont les pertes interviennent également sur le rendement) et le volume du dissipateur thermique déterminent la densité de puissance.

Ce mémoire de thèse se concentrera sur l'estimation des pertes des composants à semi-conducteurs. Cette estimation est nécessaire pour évaluer le rendement des convertisseurs statiques et pour caractériser les performances des composants en vue de dimensionner leur système de refroidissement.

Un certain nombre de méthodes d'estimation des pertes ont été présentées dans la littérature. Classiquement, les pertes par commutation peuvent être estimées par une mesure électrique instantanée des formes d'onde de courant et de tension. Cependant, en raison des vitesses de commutation élevées des composants à semi-conducteurs à grand gap et des éléments parasites supplémentaires liés à l'insertion de capteurs dans la cellule de commutation, les mesures électriques deviennent extrêmement complexes à mettre en œuvre. Des erreurs importantes peuvent être engendrées si les mesures de courant / tension ne sont pas effectuées parfaitement. Afin de s'affranchir de ces difficultés, plusieurs études ont porté sur des mesures électriques avec des convertisseurs en opposition limitant la puissance des générateurs, ou sur des mesures calorimétriques.

D'une part, la méthode d'opposition permet de minimiser la puissance de la source d'énergie qui ne fournit que les pertes totales du système et d'estimer ces pertes pour un point de fonctionnement donné. Les pertes des composants peuvent être estimées en soustrayant d'autres pertes,

telles que les pertes des composants passifs ou des connexions électriques. Malheureusement, ces pertes sont parfois très difficiles à mesurer ou à estimer.

D'autre part, les méthodes calorimétriques consistent à mesurer une ou plusieurs températures pour, à travers un modèle thermique, estimer le flux de chaleur dissipé par le composant qui correspond à l'ensemble des pertes générées dans ce dispositif. Cette approche permet de remonter aux pertes totales en évitant les problèmes de synchronisation temporelle entre les mesures. La calorimétrie conventionnelle est basée sur l'estimation du flux de chaleur généré par le composant en régime permanent. La limite de cette méthode est la durée excessive des mesures. La calorimétrie dynamique, de plus en plus utilisée aujourd'hui, repose sur la mesure transitoire de la température ce qui permet de raccourcir la durée des tests.

De telles techniques ont été mises en œuvre dans le passé et ont permis d'estimer les pertes avec des résultats satisfaisants, mais la température de jonction du composant est généralement mal maîtrisée alors qu'elle influe fortement sur les pertes. Par conséquent, il est nécessaire de développer une méthode simple à mettre en œuvre et permettant d'estimer les pertes pour une température de jonction donnée. Dans ce mémoire de thèse, nous proposons deux nouvelles méthodes basées sur la calorimétrie dynamique permettant d'estimer les pertes dans les composants à semi-conducteurs de puissance de type MOSFET dans des boîtiers discrets. En plus des avantages des mesures calorimétriques dynamiques, ces approches permettent également d'estimer l'évolution des pertes en fonction de la température de jonction du composant.

Le Chapitre 1 présente la problématique des pertes dans les composants à semi-conducteurs de puissance ainsi que les principales méthodes de calcul ou de mesure permettant de les estimer. Les approches sont catégorisées en trois grands types : le calcul analytique, la mesure électrique et la mesure calorimétrique. L'état de l'art montre leurs avantages, leurs inconvénients ainsi que certaines applications. En outre, l'estimation de la température de jonction du composant est également mentionnée dans ce chapitre. Comme cette valeur est difficile à mesurer directement, l'utilisation de paramètres électriques thermosensibles a été proposée dans plusieurs études comme méthode indirecte afin d'estimer la température de jonction du composant. La définition et le choix de ces paramètres sont décrits dans la dernière section de ce chapitre.

Le Chapitre 2 présente les nouvelles méthodes de mesure basées sur la calorimétrie dynamique permettant d'estimer les pertes et leur évolution en fonction de la température de jonction du composant. La première est basée sur la notion d'impédance thermique tandis que la deuxième est basée sur la différence de température entre deux points du système à inertie thermique sur lequel le composant est monté. Dans ce chapitre, nous expliquons en détail leur principe et présentons leur évaluation effectuée à travers des simulations thermiques utilisant le logiciel FloTHERM. Ensuite, sur la base de critères spécifiques, nous comparons les avantages et les inconvénients de ces deux méthodes. En outre, nous proposons d'appliquer ces méthodes pour l'estimation simultanée des pertes de plusieurs composants placés sur un même dissipateur.

Le Chapitre 3 est consacré à l'évaluation des méthodes proposées dans des conditions expérimentales simplifiées. En mode de conduction, les pertes dissipées par le composant sont très faciles à obtenir par des mesures électriques et la mesure de la température n'est pas influencée par les

effets électromagnétiques liées à la commutation du composant. La conception du banc de test, les conditions d'essai ainsi que la mesure de température sont décrites en détail dans ce chapitre. Afin d'estimer la température de jonction lors de l'étape d'identification du modèle thermique, des paramètres électriques thermosensibles sont choisis et leurs calibrations sont effectuées au préalable. Une étape de validation sera mise en œuvre après l'étape d'identification du modèle thermique, permettant d'estimer les pertes dissipées par le composant en mode de conduction pour différentes conditions de test. Enfin, nous analysons l'erreur d'estimation des pertes et de la température de jonction afin d'évaluer les facteurs affectant les résultats des méthodes proposées.

Le Chapitre 4 vise à présenter la mise en œuvre d'une des deux méthodes proposées pour estimer les pertes du composant MOSFET en fonctionnement normal (régime de commutation). Un banc de test basé sur une cellule de commutation est utilisé pour effectuer ces validations expérimentales. La modification des conditions de test contribue à la validation de cette méthode. Les pertes par conduction, les pertes par commutation et les pertes de la diode interne peuvent être estimées séparément à partir de plusieurs essais. Enfin, la limite de cette nouvelle méthodologie de mesure est analysée, en particulier les difficultés de mesure de la température dans un environnement électromagnétique contraint lié à la commutation des composant. Des améliorations permettant de surmonter ces limites sont aussi mentionnées dans la dernière section.



## SOMMAIRE

---

1.1	IMPORTANCE DE L'ESTIMATION DES PERTES DANS LES COMPOSANTS À SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE . . . . .	6
1.2	ORIGINE DES PERTES DANS LES COMPOSANTS À SEMI-CONDUCTEURS . . . . .	6
1.3	CALCUL ANALYTIQUE DES PERTES DANS LES COMPOSANTS À SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE . . . . .	8
1.3.1	Types des modèles . . . . .	8
1.3.2	Conclusion . . . . .	11
1.4	PROBLÉMATIQUE DE MESURE DES PERTES . . . . .	12
1.5	MESURES ÉLECTRIQUES DES PERTES . . . . .	12
1.5.1	Méthode de double impulsion . . . . .	13
1.5.2	Mesures de rendement . . . . .	14
1.5.3	Méthode d'opposition . . . . .	15
1.5.4	Conclusion . . . . .	16
1.6	MESURES CALORIMÉTRIQUES DES PERTES . . . . .	17
1.6.1	Calorimétrie statique . . . . .	17
1.6.2	Calorimétrie dynamique . . . . .	21
1.6.3	Conclusion . . . . .	26
1.7	ESTIMATION DE LA TEMPÉRATURE DE JONCTION . . . . .	27
1.8	CONCLUSION . . . . .	29

---

## 1.1 Importance de l'estimation des pertes dans les composants à semi-conducteurs de puissance

Comme les composants à semi-conducteurs de puissance continuent à évoluer et que leurs applications se diversifient et deviennent plus nombreuses, l'exigence d'efficacité de ces dispositifs devient une contrainte de plus en plus critique. L'estimation des pertes dans les composants à semi-conducteurs de puissance est une donnée essentielle pour estimer le rendement des convertisseurs statiques. Leur dimensionnement est établi sur divers compromis, parmi lesquels les pertes dans les composants à semi-conducteurs ont une influence sur certains critères de performance tels que la masse, le volume, la fiabilité ou encore le coût du produit. C'est la raison pour laquelle, l'évaluation des pertes (conduction et commutation) est une des étapes essentielles de la conception des convertisseurs statiques.

Elle est également indispensable pour choisir le système de gestion thermique à associer au convertisseur, afin de s'assurer que les températures de jonction ne dépassent pas les valeurs maximales spécifiées par les fabricants. Elle permet aussi de caractériser les performances des composants à semi-conducteurs afin d'évaluer leur fiabilité et leur durée de vie.

De plus, pour certains modes de fonctionnement des convertisseurs, la séparation des différentes pertes d'un composant (pertes par conduction, pertes par commutation au blocage et à l'amorçage) joue également un rôle important. La connaissance des énergies de commutation est notamment indispensable au choix de la fréquence de découpage.

Cependant, les pertes ou énergies de commutation ne sont pas toujours fournies ou sont indiquées insuffisamment dans les données ou modèles fournis par les fabricants. Notamment, les pertes et énergies de commutation varient avec les conditions d'utilisation (courant et tension), de commande (influence de la résistance de grille des MOSFET ou IGBT) et environnementales (température de jonction, layout et autres composants du circuit). En conséquence, un grand nombre de travaux, allant de l'analyse théorique à l'expérimentation, ont d'ores et déjà été publiés depuis de très nombreuses années pour estimer les pertes dans les composants à semi-conducteurs de puissance. Les paragraphes suivants servent à présenter des méthodes typiques souvent utilisées dans les travaux académiques et industriels.

## 1.2 Origine des pertes dans les composants à semi-conducteurs

Les composants à semi-conducteurs jouent le rôle d'interrupteurs dans les convertisseurs de puissance. Lors de leur utilisation, la perte d'énergie est inévitable. Correspondant aux différentes phases de leur fonctionnement, les composants à semi-conducteurs présentent deux principaux types de pertes : les pertes par conduction qui sont dissipées à l'état passant du composant et les pertes par commutation, associées aux changements d'état de l'interrupteur (à la mise en conduction et au blocage). Il existe d'autres types de pertes telles que celles dissipées à l'état bloqué, ou encore celles liées au circuit de commande, ... En effet, lorsqu'un composant est bloqué, un courant de fuite circule dans ce dernier. Dans certains cas, par exemple pour les fortes températures de jonction, ce courant de fuite génère des pertes non négligeables qui doivent alors être prises en compte. Les pertes liées au circuit de commande sont attribuées à la charge/décharge des capacités de grille des transistors à effet de champ. Outre la charge de la grille (ou la capacité de la grille), ces pertes dépendent également de la tension de grille appliquée et de la fréquence de commutation.

Les pertes par conduction sont dues à la résistance à l'état passant d'un MOSFET ou la tension de saturation  $V_{ce}$  d'un dispositif bipolaire. Par exemple, lors de la conduction d'un composant MOSFET, un courant  $I_{ds}$  traverse le composant et provoque une chute de tension  $V_{ds(on)}$ . En connaissant la valeur de  $I_{ds}$  (supposée constante pendant la durée de conduction), la résistance à l'état passant  $R_{dson}$  et le rapport cyclique  $D$ , les pertes par conduction  $P_{cond}$  peuvent être calculées par l'équation suivante :

$$P_{cond} = R_{dson} \cdot I_{ds}^2 \cdot D \quad (1.1)$$

Les pertes par conduction ne dépendent pas de la fréquence de découpage, mais dépendent du rapport cyclique. Pour le MOSFET, la résistance  $R_{dson}$  présente une forte variation avec la température, et les pertes par conduction sont donc dépendantes de cette dernière.

Lors d'un fonctionnement en commutation dure, le composant subit une succession de mises en conduction et de blocages. La commutation d'un interrupteur idéal est instantanée, donc les pertes pendant cette phase sont idéalement nulles. Cependant, comme un interrupteur réel se ferme ou s'ouvre en un temps non nul, et que la cellule de commutation impose les évolutions des courants/tensions, il présente donc des pertes non négligeables pendant la commutation. Dans une cellule de commutation de type hacheur série, les évolutions du courant et de la tension au niveau du transistor sont idéalement celles indiquées à la Figure 1.1. La vitesse d'évolution du courant à la mise en conduction est directement liée au circuit de commande rapprochée et au courant de grille. Les vitesses d'évolution de la tension résultent à la fois des caractéristiques du composants ( $C_{oss}$  par exemple), du courant de grille et du courant de drain. Les énergies dissipées pendant chaque phase sont respectivement notées  $E_{on}$  pour l'amorçage et  $E_{off}$  pour le blocage du composant et dépendent des caractéristiques du composant, du circuit de commande, des grandeurs courant et tension commutées et de la température du cristal.

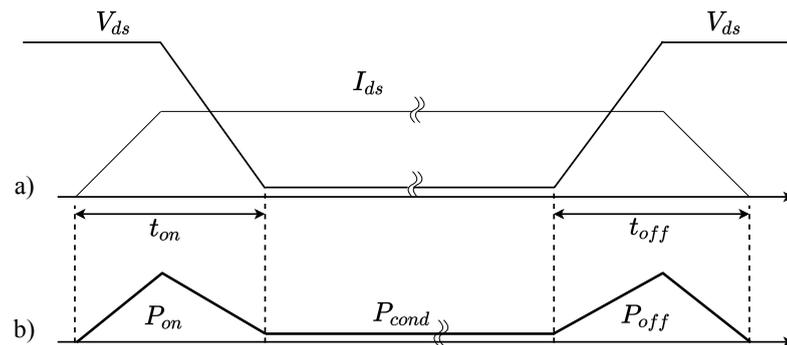


FIGURE 1.1 – (a) Cycles de commutation et (b) évolution des pertes instantanées dans un MOSFET au cours d'une période de fonctionnement

L'énergie de commutation d'un MOSFET est estimée pendant les durées d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur par l'équation (1.2). Les pertes par commutation sont proportionnelles à la fréquence de découpage  $f_d$ .

$$E_{com} = \int_{t_{on}/t_{off}} V_{ds}(t) \cdot I_{ds}(t) \cdot dt \quad (1.2)$$

Le modèle analytique classique [14], [15], traite les formes d'onde lors du blocage et de

l'amorçage des interrupteurs par des fonctions linéaires (Figure 1.2), le calcul des pertes par commutation se réduit alors à de simples calculs d'aires.

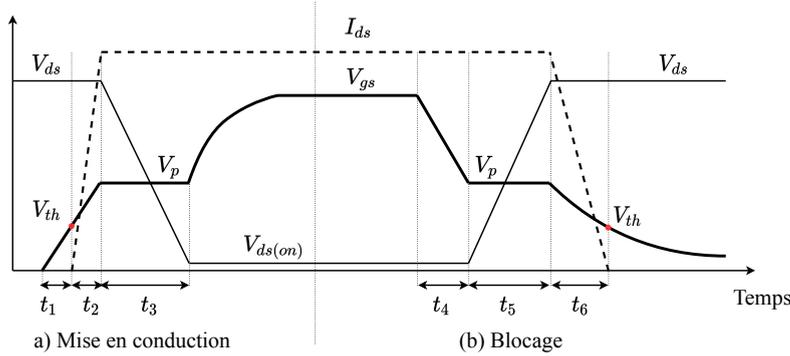


FIGURE 1.2 – Cycles de commutation d'un MOSFET : (a) phase de fermeture et (b) phase d'ouverture

A partir des cycles de commutation présentés sur la Figure 1.2, les équations (1.3) et (1.4) permettent de calculer les énergies dissipées lors de la mise en conduction  $E_{on}$  et du blocage  $E_{off}$ .

$$E_{on} = I_{ds} \cdot V_{ds} \cdot \frac{t_2}{2} + I_{ds} \cdot (V_{ds} + V_{ds(on)}) \cdot \frac{t_3}{2} \quad (1.3)$$

$$E_{off} = I_{ds} \cdot (V_{ds} + V_{ds(on)}) \cdot \frac{t_5}{2} + I_{ds} \cdot V_{ds} \cdot \frac{t_6}{2} \quad (1.4)$$

Dans [16], les durées des périodes de commutation pour le composant MOSFET sont définies en prenant en compte des capacités de jonction ( $C_{iss} = C_{gd} + C_{gs}$ , la capacité d'entrée,  $C_{oss} = C_{gd} + C_{ds}$  la capacité de sortie,  $C_{rss} = C_{gd}$  la capacité Miller), la résistance de grille  $R_g$ , la tension du plateau  $V_p$  et la tension de seuil  $V_{th}$ .

Nous verrons que pour le composant que nous avons testé (transistor MOSFET silicium), les pertes par commutation, dans les conditions où nous l'avons utilisé sont relativement indépendantes de la température. Dans ces conditions, les pertes totales qui sont la somme des pertes dissipées par conduction et celles dissipées par commutation varient avec la température de jonction du composant  $T_j$  et cette relation a la même forme de celle que  $R_{dson}(T_j)$  :

$$P_{tot}(T_j) = P_{cond}(T_j) + P_{com} = R_{dson}(T_j) \cdot I_{ds}^2 \cdot D + P_{com} \quad (1.5)$$

### 1.3 Calcul analytique des pertes dans les composants à semi-conducteurs de puissance

Des méthodes analytiques peuvent être mises en œuvre à partir des documentations fournies par les constructeurs, ou encore par des essais spécifiques. Ces modèles de pertes peuvent être établis à partir de la connaissance de la physique et/ou à partir d'une analyse comportementale du dispositif.

#### 1.3.1 Types des modèles

Les modèles physiques nécessitent la connaissance des paramètres physiques du dispositif, tels que sa géométrie, les matériaux, les niveaux et profils de dopages (la Figure 1.3 illustre la structure

d'un composant MOSFET à structure latérale). Ces données servent à renseigner des logiciels de simulation par éléments finis (Medici et ISE [17], [18] par exemple).

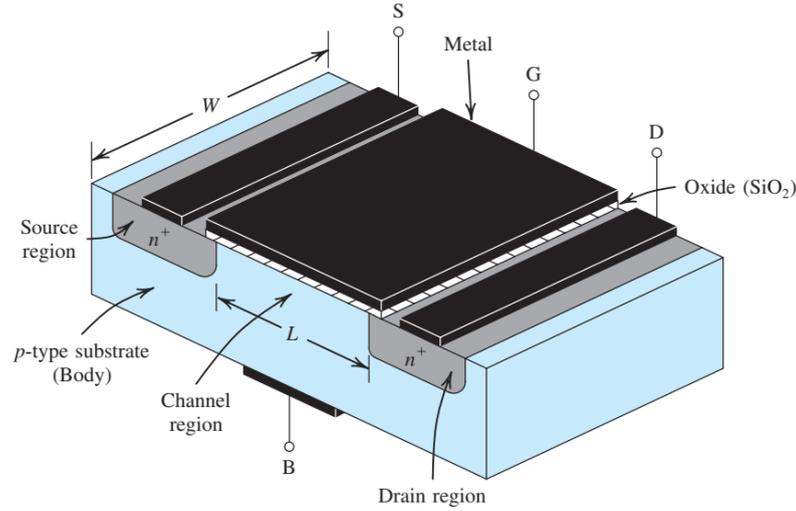


FIGURE 1.3 – Structure d'un composant de puissance NMOS à structure latérale [1]

Dès lors que les caractéristiques physiques et géométriques sont parfaitement connues, les modèles de type éléments finis (EF) donnent des résultats de simulation précis. Cependant la limite de ce type de modèle est la durée de calcul qui peut être très longue. Les modèles EF ne sont donc pas encore totalement adaptés à l'étude des convertisseurs utilisant de nombreux composants à semi-conducteur. De plus, il est difficile de simuler le modèle dans un environnement électrique réaliste (en particulier celui de la cellule de commutation et de ses imperfections).

En outre, la plupart des documentations constructeur ne fournissent pas complètement les données physiques du composant à semi-conducteur. Par conséquent, les utilisateurs ont plutôt recours à des modèles comportementaux simples généralement issus des données constructeur ou complétés par des caractérisations complémentaires. Les caractérisations des dispositifs sous différentes conditions de fonctionnement sont utilisées pour élaborer des équations simples permettant de modéliser les pertes. En fonction de la précision recherchée et des niveaux de complexité, la plupart des modèles estiment les pertes par conduction [19] ou les pertes par commutation en considérant la variation d'un ou de plusieurs des paramètres suivants : le courant [20], la tension [21], et la température de jonction [22], [23], [24]. Par exemple, les énergies par commutation de l'IGBT peuvent être approximées avec le courant et la tension (équation (1.6) - [21]) ou même avec la température (équation (1.7) - [24]) :

$$E = E_{nom} \cdot \left( \frac{I_c}{I_{c,nom}} \right) \cdot \left( \frac{V_{dc}}{V_{dc,nom}} \right)^B \quad (1.6)$$

$$E = E_{nom} \cdot \left( \frac{I_c}{I_{c,nom}} \right)^A \cdot \left( \frac{V_{dc}}{V_{dc,nom}} \right)^B \cdot (C \cdot T_j + D)^K \quad (1.7)$$

avec  $V_{dc}$ ,  $I_c$ , les valeurs réelles de tension et de courant commutés,  $V_{dc,nom}$ ,  $I_{c,nom}$ , les valeurs références (nominales) de tension et de courant fournies par les documentations constructeur ;  $A, B, C, D, K$  sont des constantes définissant la dépendance des énergies de commutation au courant, la tension et la température. L'article [20] présente une méthodologie d'estimation de pertes à travers la simulation avec le logiciel PSIM.

Dans la pratique, les pertes dépendent également d'autres paramètres tels que la résistance de grille, la tension de grille ... Dans [25], un nouveau modèle de pertes de l'IGBT qui prend en compte tous ces paramètres est proposé. Ce modèle présente des pertes sous la forme d'un produit de fonctions quadratiques  $f_i (i = 1, \dots, 5)$  de ces paramètres :

$$E = f_1(J_c) \cdot f_2(T_j) \cdot f_3(V_{dc}) \cdot f_4(t_M) \cdot f_5(A_p) \quad (1.8)$$

avec  $J_c$  la densité du courant  $I_c$ ,  $t_M$  la durée du plateau Miller déterminée par la résistance de grille et la tension de grille,  $A_p$  la surface de la puce.

Ces derniers modèles présentent un bon compromis entre la précision et le temps de simulation. Même si l'utilisation de modèles comportementaux ne peut pas fournir des résultats aussi précis que ceux obtenus par un logiciel de simulation physique, une prédiction relativement précise peut être faite et testée avec des dispositifs soignés. Une limite de ces modèles est le manque d'informations nécessaires fournies par les fabricants pour obtenir des résultats précis.

Une autre approche permettant de mettre en place des modèles analytiques est de caractériser et analyser le comportement statique [26], [27] et dynamique du composant [28], [29], [30], [31], [32], [33], [34] avec une prise en compte de la température de fonctionnement [35], [30], [36]. Le dispositif est généralement décrit par quelques paramètres clés et/ou par un modèle électrique équivalent comme présenté sur la Figure 1.4. Presque tous les fabricants de composants fournissent des modèles de type Spice [23], [37], Simplorer, Saber, ... qui permettent d'estimer plus rapidement les performances du composant. Les modèles de type Spice avec plusieurs dizaines de paramètres physiques sont les plus souvent utilisés [34], [26], [38].

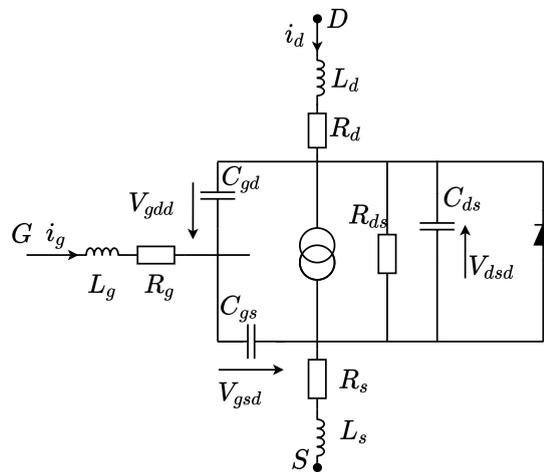


FIGURE 1.4 – Exemple d'un modèle comportemental du MOSFET avec des éléments de circuit équivalents

Les modèles compacts de composants à semi-conducteurs de puissance sont développés depuis de très nombreuses années et ont évolué afin d'améliorer leur robustesse aux contraintes électriques et thermiques que subit le composant. A titre d'exemples, on peut noter qu'un modèle compact en VHDL-AMS pour les MOSFETs est proposé dans [39] avec une bonne description du comportement en commutation et de la diode interne; dans [40], un modèle avec une bonne description des capacités internes est développé. Toutefois, les modèles dans [39] et [40] ont des formulations simples pour le courant et ne permettent pas de modéliser la transition progressive du

courant de drain de la région linéaire à la région de saturation de fonctionnement, comme observé dans les composants MOSFET SiC.

Pour améliorer l'estimation des pertes, les imperfections des cellules de commutation doivent être prises en compte : les inductances parasites [41], [28], les capacités parasites non linéaires [42], [43], [32], [34] (Figure 1.4), les résistances parasites [31]. L'approche de [27] présente aussi des modèles analytiques améliorés avec des paramètres parasites dans le circuit équivalent du composant. Elle est relativement précise et peut facilement s'intégrer dans des routines d'optimisation lors de la phase de conception d'un convertisseur. Le modèle d'estimation de pertes dans cet article interagit avec un modèle d'estimation des perturbations électromagnétique et peut être utilisé pour une analyse de compatibilité électromagnétique (CEM).

Mudholkar [29] a amélioré le modèle compact avec une description précise du canal du MOSFET, de la zone de « drift », des capacités non linéaires, et des charges internes. Une description de la transition progressive du courant de drain de la région linéaire à la région de saturation a été aussi inclus dans ce modèle. Un autre modèle de simulation pour le MOSFET SiC basé sur le potentiel de surface est présenté dans [33]. Des outils d'extraction des paramètres du modèle sont également présents : des méthodologies d'extraction des paramètres ont été développées dans [29], [35], [36] basées sur les données disponibles dans les fiches techniques des composants, un algorithme génétique pour extraire les paramètres du modèle est développé dans [34].

Dans ces derniers articles, les calculs deviennent plus complexes en prenant en compte des éléments complémentaires dans le circuit équivalent du composant. Mais la difficulté à exploiter ces résultats en temps réel dans la simulation de systèmes de conversion d'énergie limite l'utilisation de ces modèles. Et comme d'autres modèles analytiques, ces modèles ne sont valables que pour un point de fonctionnement et ne permettent pas d'évaluer ou alors très difficilement les évolutions avec d'autres paramètres du système (e.g. le courant, la température ...).

### 1.3.2 Conclusion

La méthode analytique peut être le premier choix pour estimer les pertes de composants en raison des économies de temps et de coûts. La mise en œuvre de simulations EF, basées sur les caractéristiques physiques pour estimer les pertes des dispositifs au niveau du système peut donner de meilleurs résultats mais elle est peu pratique car la durée d'exécution de la simulation est trop longue et les conditions réelles de commutation difficiles à prendre en compte. D'un autre côté, les modèles comportementaux déterminent des caractéristiques électriques du dispositif basées sur les fiches techniques ou sur des mesures complémentaires et abordent le calcul des pertes à travers l'utilisation de courbes caractéristiques. Ils sont largement utilisés car amènent un bon compromis entre la précision et le temps de simulation. La méthode analytique couplant aspects physiques et comportementaux s'avère plus précise. En général, la méthode analytique donne des résultats qualitatifs des pertes du dispositif pour un cas précis d'étude. Mais il est ainsi très difficile de prévoir les pertes avec précision, quel que soit le modèle utilisé, principalement en raison de l'incertitude qui existe lors de la détermination de la plupart des paramètres. Par exemple, les modèles analytiques sont encore très sensibles à la tension de seuil du MOSFET et à la transconductance [42]. Étant donné que les conditions de fonctionnement dans lesquelles ces paramètres sont donnés dans la fiche technique peuvent ne pas correspondre aux conditions réelles, et que chaque paramètre a sa propre plage de variation au sein de chaque composant, une certaine déviation dans les prédictions du modèle est inévitable (e.g. les valeurs des capacités parasites changent avec la tension appliquée

aux bornes, tandis que les inductances parasites changent avec la fréquence de fonctionnement).

De plus, on utilise souvent des modèles idéaux, des conditions de fonctionnement idéales, donc certaines caractéristiques d'un modèle pratique sont négligées, comme par exemple les imperfections des cellules de commutation, l'influence des instruments de mesure . . . , qui ont un impact sur les pertes estimées. Et généralement ces modèles sont obtenus pour un point de fonctionnement donné, donc ne sont pas robustes aux variations de la température et du point de fonctionnement ou alors nécessitent des caractérisations complémentaires.

Afin d'obtenir une valeur plus fiable des pertes ou vérifier les modèles, diverses méthodes expérimentales ont été mises en œuvre. Les principales seront présentées à la suite de ce manuscrit.

## 1.4 Problématique de mesure des pertes

Plusieurs méthodes de mesure de pertes ont été proposées, basées sur de nombreuses approches. On peut citer les mesures de puissance instantanée et les mesures de puissance moyenne. Lors de la mesure des pertes instantanées au niveau de la commutation, le temps de test court limite la quantité de chaleur dissipée dans le composant, donc sa température est bien contrôlée. Ce genre de mesure est mis en œuvre par la méthode dite de « double impulsion ». Au contraire, pour des mesures de puissance moyenne, les pertes sont mesurées pendant le fonctionnement des composants dans les cellules de commutation, la température de jonction du composant est donc forcément augmentée et, en conséquence, est moins bien contrôlée. Puisque les pertes du composant sont influencées par la température de jonction, il est nécessaire de considérer cette dernière valeur en plus de la mesure des pertes d'un composant de puissance.

Les méthodes basées sur une mesure de puissance moyenne peuvent être appliquées pour mesurer les pertes au niveau d'un composant (ex : mesure de la chaleur dissipée par un composant) ou celles de tout un système (mesure de rendement, mesure de puissance d'entrée dans la méthode d'opposition, ...). Comme les pertes peuvent être déterminées par des mesures électriques (tension, courant) ou thermiques (flux de chaleur, variation de la température, capacité thermique, ...), les moyens de mesure sont nombreux. Les mesures électriques nécessitent des appareils de mesure précis et/ou avec une bande passante élevée, les mesures calorimétriques demandent des conditions de test strictes avec une parfaite isolation thermique et des mesures de température elles aussi très précises. Chaque méthode possède ses propres avantages ou inconvénients. Les plus courantes seront présentées dans les paragraphes suivants et seront divisées en deux parties distinctes : les mesures électriques et les mesures calorimétriques.

## 1.5 Mesures électriques des pertes

Les mesures électriques des pertes sont effectuées directement ou quasi-directement par des instruments de mesure comme des sondes de courant, de tension, des analyseurs de puissance, des oscilloscopes ... C'est pourquoi, l'exactitude des énergies estimées dépend de la précision et des performances dynamiques des appareils de mesure et des capteurs. Cependant, elles sont très sensibles au bruit de mesure. Par exemple, une variation rapide de tension ou de courant durant la commutation peut causer des problèmes d'interférences électromagnétique et donc influencer les résultats de mesure. De plus, une sonde de mesure est forcément intrusive. Si la capacité du composant sous test est du même ordre de grandeur que la capacité d'entrée de la sonde de tension, la

distorsion introduite n'est pas négligeable. Des techniques de modélisation permettent d'analyser le comportement des sondes et de déterminer la correction adéquate pour augmenter la précision de l'estimation des pertes. L'amélioration de la précision reste toutefois assez complexe en raison des corrections qui doivent prendre en compte les comportements de la sonde par des modèles inverses, qui doivent être spécifiquement développés [44] après caractérisation fine.

Comme nous l'avons vu précédemment, il existe deux types de pertes : les pertes par conduction et les pertes par commutation. Leur nature étant très différente, les méthodes de mesures peuvent être distinctes.

D'une part, les pertes par conduction peuvent être déterminées en mesurant les caractéristiques statiques du composant. Pour les mesurer, des traceurs de caractéristiques traditionnels peuvent être utilisés. Cette méthode est simple, mais exige de disposer de ce type d'appareil avec une bonne précision ce qui est généralement très coûteux. La mesure des caractéristiques du composant est effectuée durant un court temps pour éviter tout échauffement et assurer des mesures à l'état passant avec suffisamment de précision.

D'autre part, la mesure des pertes par commutation est plus compliquée par rapport aux pertes par conduction à cause de la durée très courte des commutations (de quelques ns à quelques  $\mu s$ ) et de la vitesse élevée de variation du courant (quelques Ampère par ns) et de la tension (quelques dizaines de Volt par ns). De nombreuses méthodes sont étudiées afin d'estimer toutes ces pertes.

### 1.5.1 Méthode de double impulsion

La méthode de double impulsion (double pulse test) est couramment utilisée. Elle consiste à mesurer des formes d'onde de courant et de tension instantanées pendant deux périodes de commutation (Figure 1.5 : une première impulsion établit le courant de charge désiré dans l'inductance et une seconde impulsion permet d'observer la commutation au blocage puis celle à l'amorçage du composant [36], [2].

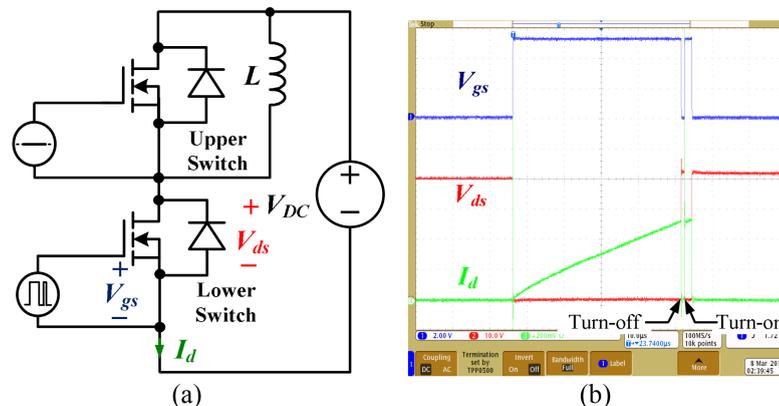


FIGURE 1.5 – Circuit de test double impulsion (a) Schéma, (b) Forme d'onde typique [2]

Le point fort de la méthode de double impulsion est la mesure quasi-directe des pertes par commutation et l'estimation approximative des énergies dissipées au blocage et à l'amorçage. Comme l'installation du courant et les deux commutations s'effectuent pendant un très court temps (quelques  $\mu s$ ), l'élévation de la température du composant est limitée (due à la phase initiale de conduction). Cette méthode permet également d'analyser l'effet de différents paramètres environ-

nants sur les pertes tels que la tension, le courant, la résistance de grille ... , ou encore la température de jonction [8].

Néanmoins, elle a également ses propres inconvénients. Sa mise en œuvre pour des composants à semi-conducteur grand gap rapides n'est pas évidente : l'exactitude des mesures dépend de la précision et de la bande passante des capteurs, des conditionneurs et de l'oscilloscope ; et la réduction du temps de mesure des pertes augmente l'imprécision de la mesure. Cette méthode nécessite d'utiliser des capteurs de tension et de courant de haute précision, ainsi qu'un système d'acquisition haute précision et haute vitesse.

L'insertion de capteurs de mesure de tension et du courant rajoute des éléments parasites à la cellule de commutation (l'inductance parasite liée à l'insertion de la sonde de courant et la capacité parasite de la sonde de tension), ce qui peut avoir une influence significative sur la mesure. Il y a également des problématiques liées à la synchronisation temporelle entre les mesures de courant et de tension.

Il faut également noter qu'on ne peut pas vraiment distinguer par des mesures électriques les énergies dues à l'amorçage ou au blocage, notamment pour les MOSFETs, car il y a une partie de circulation du courant qui n'est pas visible, servant à décharger la capacité de sortie  $C_{oss}$ . En conséquence, les énergies  $E_{on}$  et  $E_{off}$  évaluées par la méthode de double impulsion ne reflètent généralement pas les pertes réelles qui surviennent respectivement lors de l'amorçage et du blocage [45]. Mais les énergies totales de commutation qui sont la somme des deux dernières valeurs correspondent bien aux énergies réelles.

### 1.5.2 Mesures de rendement

Contrairement à la méthode précédente qui permet d'estimer les pertes au niveau du composant, il existe aussi des méthodes électriques consistant à estimer des pertes au niveau du convertisseur. Ces méthodes permettent d'estimer les pertes totales en mesurant directement des puissances en entrée et/ou sortie lors du fonctionnement du convertisseur.

On peut tout d'abord mentionner la méthode traditionnelle de mesure de rendement [46], [47]. Les pertes du convertisseur dans sa globalité peuvent être déduites en mesurant la différence entre la puissance en entrée et la puissance en sortie par des analyseurs de puissance ou des instrumentations de mesure de tension et de courant précises (Figure 1.6).

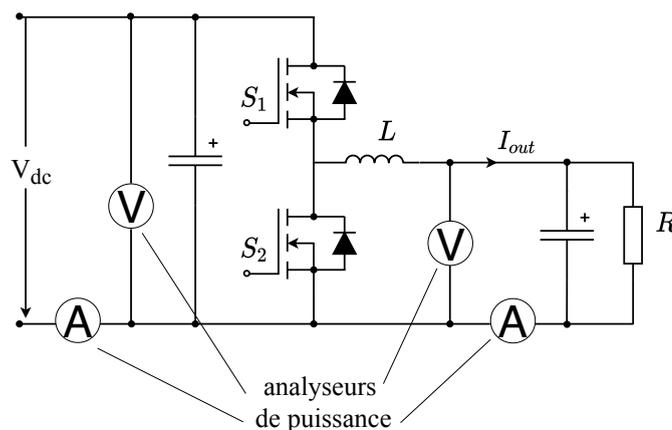


FIGURE 1.6 – Schéma d'un convertisseur avec les analyseurs de puissance

Cependant, les inconvénients principaux de cette méthode sont multiples : l'exactitude de la mesure est influencée par la précision de la mesure AC [46], et par la limite de la bande passante des instruments de mesure, notamment pour les mesures des grandeurs fortement variables en fonction du temps en entrée et en sortie. Comme les convertisseurs présentent généralement une grande efficacité, les pertes de puissance correspondent à une petite fraction des puissances d'entrée et de sortie mesurées, et la précision des mesures est donc fondamentale. En plus, les pertes mesurées par cette méthode correspondent aux pertes totales de tous les composants dans le convertisseur, pour un point de fonctionnement, donc elles ne permettent pas de déterminer aisément les pertes de chaque composant.

### 1.5.3 Méthode d'opposition

Pour éviter les inconvénients précédents concernant la précision des mesures, la méthode d'opposition est utilisée pour estimer des pertes en ne mesurant que la puissance d'entrée sur un bus DC [48]. Cette méthode met en œuvre une connexion entre deux convertisseurs identiques alimentés par la même source, l'un fonctionnant comme générateur, l'autre comme récepteur, avec le but de faire circuler une puissance élevée à travers les deux convertisseurs tout en ne consommant sur la ligne que les pertes (Figure 1.7).

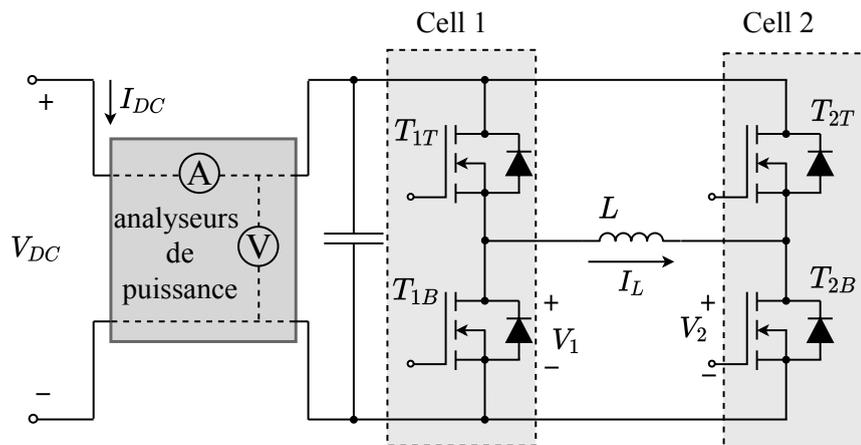


FIGURE 1.7 – Circuit utilisé dans la méthode d'opposition, cas de la mesure des pertes dans un bras de pont

Cette méthode permet de minimiser la puissance de la source d'énergie qui ne fournit que les pertes totales dans les deux convertisseurs. Un autre avantage est la possibilité de réaliser des mesures précises des différentes pertes dans les convertisseurs sous test. La méthode d'opposition permet ainsi de mesurer la puissance dissipée par deux cellules de commutation ou deux convertisseurs composées des transistors à évaluer.

En opérant dans deux modes différents, les pertes au blocage et à l'amorçage des transistors peuvent être estimées individuellement comme expliqué dans [3] pour des transistors SiC MOSFET, ou dans [49] pour des transistors GaN. Dans la première étape, un courant alternatif à la fréquence de commutation est imposé à travers l'inductance  $L$ , les transistors commutant en ZVS (Zéro Voltage Switching) ne présentent que des pertes au blocage  $P_{off}$ . Dans la seconde étape, un courant continu est imposé à travers  $L$ , les transistors présentent les pertes au blocage  $P_{off}$  et à

l'amorçage  $P_{on}$ . Les différentes formes d'onde de courant peuvent être imposées en modifiant les rapports cycliques des deux cellules de commutation et le déphasage entre elles (Figure 1.8).

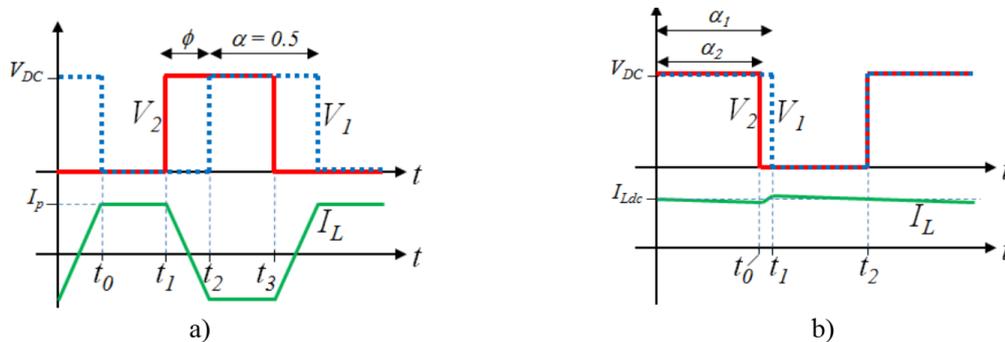


FIGURE 1.8 – Formes d'onde de tension et de courant du circuit : (a) pour la première étape et (b) pour la seconde étape [3]

Comme le montre le circuit de la Figure 1.7 et les formes d'ondes de la Figure 1.8a, les pertes par commutation à  $t_0$  ne sont que les pertes au blocage de  $T_{1T}$ , étant donné que  $T_{1B}$  est mis en conduction (après le temps mort) à une tension nulle (en mode ZVS). Les pertes au blocage de  $T_{2B}$ ,  $T_{1B}$  et  $T_{2T}$  seront respectivement observées aux instants  $t_1$ ,  $t_2$  et  $t_3$ . En considérant que les quatre composants sont identiques, les pertes dissipées par chacun sont les mêmes. A la seconde étape, les énergies mesurées à  $t_0$  sont l'énergie à l'amorçage de  $T_{2B}$  et l'énergie de recouvrement inverse de la diode interne de  $T_{2T}$ . Les pertes associées à l'instant  $t_1$  ne sont que les pertes au blocage de  $T_{1T}$ , tandis que celles à  $t_2$  sont des pertes au blocage de  $T_{2B}$  et des pertes à l'amorçage de  $T_{1T}$ . En ayant la connaissance des pertes au blocage des composants estimées lors de la première étape, les pertes à l'amorçage du composant, qui incluent les pertes de recouvrement inverse de la diode interne, peuvent être calculées.

Cependant, la puissance mesurée est représentative de la puissance totale dissipée par le système pour un point de fonctionnement donné, et tient notamment compte des pertes dans l'inductance qui doit être nécessairement insérée entre les deux convertisseurs et du condensateur sur le bus continu. Afin d'avoir une estimation précise des pertes par commutation, les autres pertes dans le système doivent être négligeables ou du moins bien connues pour pouvoir les soustraire, comme les pertes par conduction, les pertes dans les composants passifs ou les pertes dans les connexions. Comme pour la mesure du rendement, un autre point faible est que la méthode d'opposition est basée sur un fonctionnement en régime permanent et donc la température de la jonction n'est pas contrôlée alors que les pertes peuvent en dépendre fortement.

On peut noter que la méthode présentée ici est réalisée par des mesures électriques de la puissance d'entrée du système, mais son approche peut également être mise en œuvre avec des mesures basées sur la calorimétrie (en utilisant les calorimètres mentionnés dans la partie suivante).

#### 1.5.4 Conclusion

Les méthodes électriques consistent à utiliser des instruments de mesure (capteurs, sondes, analyseurs, oscilloscopes, ...) pour mesurer la tension et le courant avec lesquelles les pertes du composant de puissance peuvent être déterminées à la façon direct ou indirect. Donc, la précision des mesures électriques dépend fortement des caractéristiques de l'instrumentation mise en oeuvre (précision, bande passante, décalage entre des sondes de mesures, ...). Tandis que la mesure des

perdes par conduction est relativement facile à mettre en œuvre avec une grande précision, celle des pertes par commutation est plus compliquée à cause de la courte durée des phases de commutation, particulièrement pour le cas des composants à grand gap. En outre, pour la méthode de double impulsion qui permet de mesurer directement les pertes par commutation, l'insertion des capteurs de mesure induit des éléments parasites à la cellule de commutation qui influencent également la précision des résultats. Ce problème peut être évité avec les méthodes de mesure au sein du système. Néanmoins, dans ce cas, comme les pertes mesurées sont les pertes totales du système, il est alors nécessaire d'évaluer les autres pertes dans le système qui ne sont généralement pas faciles à estimer. Une autre limite des mesures des pertes au niveau de convertisseur est la difficulté de contrôler la température de jonction du composant.

## 1.6 Mesures calorimétriques des pertes

Comme les pertes de puissance d'un composant sont totalement dissipées sous forme de chaleur, il est possible de calculer la puissance dissipée en mesurant la chaleur dissipée par les composants ou convertisseurs. Les méthodes calorimétriques permettent de mesurer les pertes de puissance indépendamment de la précision des instruments de mesure électrique.

### 1.6.1 Calorimétrie statique

La calorimétrie conventionnelle est basée sur l'estimation du flux thermique généré par un composant en régime stationnaire afin d'en déduire les pertes dissipées totales. Diverses études ont été effectuées telles que la mesure de l'évolution de la température d'un fluide (de l'air, de l'eau) dans une chambre calorimétrique [50], [4], ..., la mesure de température dans une barre métallique sur laquelle le composant est fixé [5], la mesure de température locale en utilisant une caméra IR [51] ou la mesure directe par des capteurs thermiques [6].

#### 1.6.1.a Chambre calorimétrique

Le principe de cette méthode est de mettre le composant sous test (DUT) dans une chambre à parois isolantes ou adiabatiques et d'estimer les pertes totales que le composant dissipe sous forme de chaleur. Les pertes entraînent une augmentation de la température de l'environnement contrôlé (air, liquide de refroidissement, ...) entourant le composant sous test, et l'augmentation de la température du fluide est une indication des pertes totales du composant si la chaleur est totalement absorbée par le refroidissement. En régime établi, les pertes dissipées par le composant sont calculées par la chaleur massique  $c$  [J/kg.K], le débit massique  $\dot{m}$  [kg/s] et l'élévation de la température du fluide de refroidissement  $\Delta T$  [K] :

$$P = c \cdot \dot{m} \cdot \Delta T \quad (1.9)$$

Il existe des chambres calorimétriques de type ouvert ou de type fermé (Figure 1.9). Les calorimètres ouverts utilisent normalement un refroidissement par circulation d'air [52] ou des liquides (eau, huile, ...). L'augmentation de température du fluide passant à travers le calorimètre, est mesurée pour déterminer la chaleur dissipée dans le calorimètre. Le système de refroidissement est simple, mais le temps de test est long (par exemple, 21 heures pour que le système atteigne le

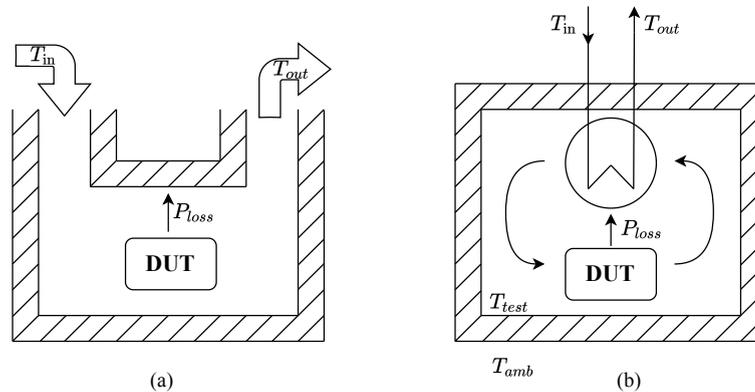


FIGURE 1.9 – Structure simplifiée d'un calorimètre (a) type ouvert ; (b) type fermé (d'après [4])

régime stationnaire [52] pour une puissance de l'ordre de 650 mW). Les propriétés de l'air ou des autres fluides utilisés telles que la masse volumique ou la chaleur spécifique sont affectées par la température ambiante, la pression et l'humidité. Il est donc difficile de maintenir une température et une pression de liquide de refroidissement constantes pendant la durée de l'essai. Les pertes de chaleur peuvent varier considérablement entre le test d'équilibre et le test de validation.

De plus, il est très important de minimiser les pertes de chaleur à travers les parois de la chambre et les autres parties de la chambre calorimétrique. Le calorimètre de type fermé à double chambre décrit dans [53] permet d'améliorer cette contrainte (Figure 1.10). C'est une conception dans laquelle la chaleur est transférée à un circuit de refroidissement secondaire. Le fluide de refroidissement primaire circule en boucle fermée à l'intérieur du calorimètre et sa chaleur est échangée avec un circuit de refroidissement secondaire. La chaleur gagnée par le fluide dans le circuit secondaire est utilisée pour calculer la puissance dissipée dans le calorimètre. Le fluide de refroidissement utilisé est généralement de l'eau. Le boîtier intérieur est entouré d'une deuxième enveloppe isolée, avec un espace d'air entre les deux boîtiers. En contrôlant la température de l'espace d'air pour qu'elle soit égale à la température à l'intérieur du calorimètre, la fuite de chaleur à travers les parois du boîtier intérieur peut être réduite à zéro, ce qui permet d'améliorer la précision du calorimètre.

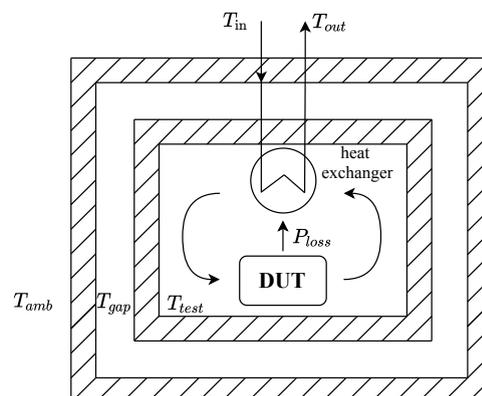


FIGURE 1.10 – Structure du calorimètre à double enveloppe (d'après [4])

Le calorimètre fermé à double enveloppe est plus précis que le type ouvert. La densité et la chaleur spécifique de l'eau sont déterminées de façon plus précise et sont moins dépendantes de

l'environnement que celles de l'air ; son volume et son débit sont déterminés facilement. Cependant, un contrôle rigoureux de la différence de température maximale dans l'isolation est exigé ; une circulation accrue peut réduire les différences de température, mais la consommation d'énergie plus importante de la pompe de circulation est un problème. En outre, la température réelle de l'eau n'est pas mesurée facilement ; les capteurs doivent être bien isolés contre un gain de chaleur à l'extérieur [54]. De plus, l'estimation des pertes pour un point de fonctionnement peut encore être extrêmement longue : de 3 heures pour des pertes importantes (plus de 500 W) à 8 heures pour des faibles pertes [55], et 4 heures pour un point de test [50], ...

Cette méthode a été bien utilisée dans plusieurs applications pour mesurer avec une forte précision des faibles pertes de puissance comme présenté dans [56] (25 W avec une erreur de 90 mW), [57] (10 W - 50 W avec erreur de 0,18 W), [54] (20 W avec  $\pm 0,4$  W d'erreur), [47] (10 W - 30 W), mais également pour des pertes plus importantes comme dans [50] (4,5 kW avec erreur de 5,6 W), [4] (10 W à 100 W avec  $\pm 0,4$  W ou 1% d'erreur), [55].

### 1.6.1.b Conduction à travers une barre métallique / un dissipateur

Pour ces méthodes, le composant sous test est fixé à un élément conducteur thermique. Le flux thermique, correspondant aux pertes, traversant cet élément peut être évalué en mesurant une différence de température entre plusieurs points localisés à l'intérieur de celui-ci. Un élément crucial de ces méthodes est donc la précision de la calibration thermique.

Dans [5], le composant sous test est fixé sur une barre en aluminium (Figure 1.11). La différence de température entre deux points localisés dans cette colonne est mesurée par deux sondes Pt1000. En connaissant la résistance thermique de la barre étudiée  $R_{th}$ , les pertes peuvent être déterminées.

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{\phi} \quad (1.10)$$

avec  $\Delta T$  la différence de température entre deux points localisés dans la colonne et  $\phi$  le flux de chaleur dans la colonne.

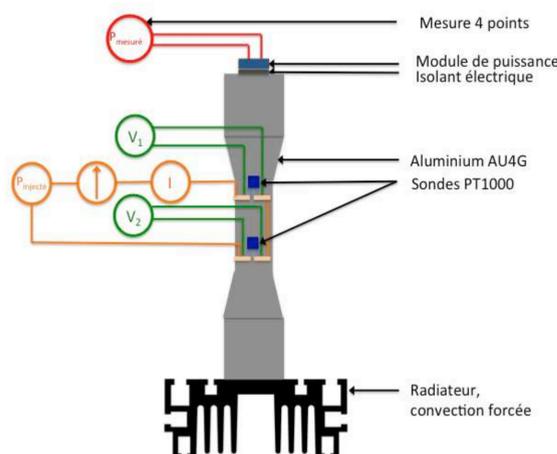


FIGURE 1.11 – Mesure de pertes avec une colonne métallique [5]

Dans [5], l'étude des pertes dans un MOSFET de puissance fonctionnant au sein d'un hacheur série à différentes fréquences de commutation est effectuée afin de discriminer les pertes

par commutation des pertes totales. La comparaison avec les pertes calculées à partir de mesures électriques de tension et de courant au niveau du MOSFET donne une incertitude d'environ 10%.

[6] présente une autre méthode de mesure intégrant un module Peltier et deux capteurs de températures à résistance (RTD - Resistance Temperature Detector).

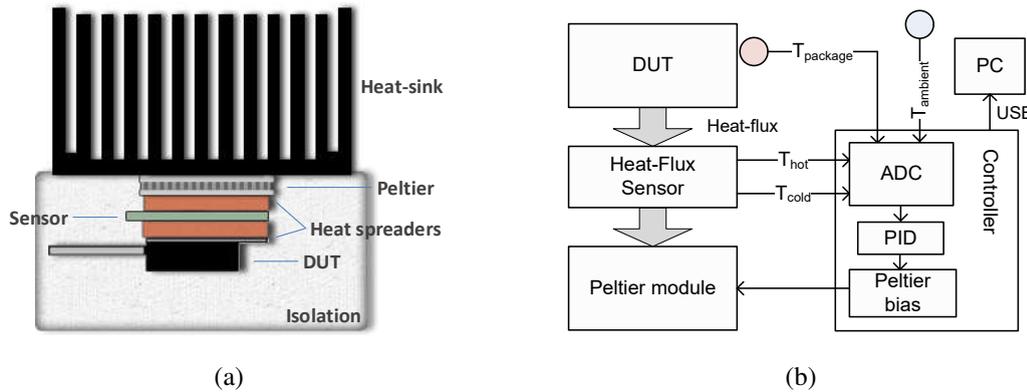


FIGURE 1.12 – (a) Structure du calorimètre basé sur l'utilisation d'un module Peltier et (b) Schéma synoptique de l'appareil et du système de contrôle [6]

La Figure 1.12a présente la structure du système de mesure. Un dissipateur de chaleur est fixé au module thermoélectrique (TEM) pour dissiper la chaleur générée par le composant sous test. Les capteurs de température se trouvent entre deux diffuseurs de chaleur fixés respectivement au DUT et au TEM (le capteur est fixé à la surface métallique du DUT). Le DUT, le TEM et les capteurs sont isolés de l'environnement par des couches de polystyrène.

La quantité de chaleur absorbée par le module thermoélectrique est réglée par le contrôleur de telle sorte que la température de l'ensemble du dispositif  $T_{package}$  converge vers la température ambiante  $T_{ambient}$  (Figure 1.12b). Lorsque l'ensemble du dispositif est maintenu à la température ambiante, le DUT est en équilibre thermique et l'échange de chaleur avec l'air ambiant est minimisé. La fuite de chaleur est également minimisée grâce à l'isolation thermique, de sorte que le  $\Delta T (= T_{hot} - T_{cold}$  - Figure 1.12b) mesuré à travers le capteur de flux de chaleur soit représentatif de l'ensemble de la puissance dissipée par le dispositif.

La mesure de température locale peut aussi être effectuée directement en utilisant une caméra infrarouge (IR) [51]. Le principe est d'identifier la température du dissipateur en régime permanent basée sur l'image thermique enregistrée par la caméra.

Ces méthodes sont toutes effectuées en deux étapes. Dans un premier temps, une calibration de  $\Delta T$  (ou la température du dissipateur) doit être effectuée en fonction des pertes. La calibration thermique est normalement effectuée avec une valeur connue des pertes en conduction continue, lorsque la puissance dissipée par l'appareil peut être mesurée très précisément par des mesures I-V. Toutes les mesures doivent être réalisées en régime stationnaire, lorsque le composant sous test est en état d'équilibre et que sa température s'est stabilisée. Ensuite, connaissant les caractéristiques calibrées en fonction des pertes dans les transistors placés sur le dissipateur, il est possible d'identifier les pertes du DUT dans différents états de fonctionnement, même en régime de commutation. Le  $\Delta T$  (ou la température du dissipateur) est mesuré lorsque le composant atteint le régime stationnaire. Cette mesure est comparée à la courbe de calibration pour obtenir la perte estimée dans cette condition particulière.

Toutes ces méthodes de mesure permettent d'estimer les pertes dans les convertisseurs à fort

rendement. Elles sont plus simples à mettre en place que les chambres calorimétriques mais des erreurs peuvent être induites par une isolation thermique imparfaite par rapport à l'environnement, cette isolation nécessite donc un soin important. D'autres défauts peuvent être également notés comme la présence de fuites de chaleur dans les interconnexions qui peuvent fausser la mesure, ou encore le fait que les mesures ne peuvent être effectuées qu'en régime permanent, lorsque le composant atteint l'équilibre thermique ce qui peut entraîner un temps de mesure très long.

### 1.6.1.c Conclusion

La calorimétrie permet d'estimer les pertes du composant avec une précision qui est indépendante de l'influence des instruments de mesure électriques. Cela permet des mesures plus précises par rapport aux mesures électriques de puissance d'entrée et de sortie. De plus, étant donné qu'il n'y a pas de mesure de courant et de tension directement sur les transistors comme dans la méthode à double impulsion, la conception des circuits imprimés peut être optimisée avec des éléments parasites minimisés. Cependant, comme les mesures sont réalisées en régime stationnaire, elles peuvent prendre un temps considérable et ne permettent pas d'évaluer aisément les pertes en fonction de la température de jonction.

## 1.6.2 Calorimétrie dynamique

Une autre approche, de plus en plus utilisée aujourd'hui, repose sur la mesure en régime instationnaire d'une température dans un bloc thermiquement conducteur. Contrairement aux méthodes calorimétriques conventionnelles en régime permanent, la mesure peut être effectuée en quelques minutes. Des vitesses de mesure élevées et une grande précision font partie des avantages de cette approche.

Cette méthode a été utilisée pour les composants à forte vitesse de commutation pour éviter l'insertion de sonde de courant dans la cellule de commutation, par exemple pour des MOSFET silicium [58], pour des HEMT en GaN [7], pour des BJT en SiC [8] ou encore pour des MOSFET en SiC utilisés en commutation douce [59]. Les méthodes calorimétriques sont généralement basées sur l'identification de caractéristiques thermiques du système telles que la capacité ou la constante de temps thermique.

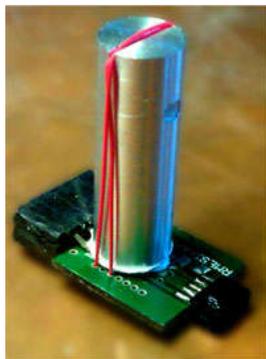
### 1.6.2.a Capacité thermique – Stockage thermique solide

Cette méthode consiste à mesurer l'élévation de la température d'un bloc d'aluminium (par un thermocouple [8] ou un capteur Pt100 monté en surface - CMS [7] inséré dans ce bloc) sur lequel le transistor est monté (Figure 1.13), puis calculer les pertes totales en connaissant la capacité thermique  $C_{th}$  du bloc et en supposant un comportement adiabatique du bloc.

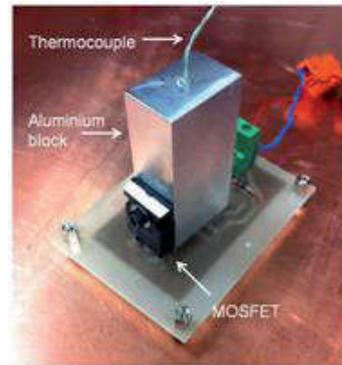
$$P = C_{th} \cdot \frac{\Delta\theta}{\Delta t} \quad (1.11)$$

Cette équation est vraie sous certaines hypothèses comme une dissipation ne dépendant pas du temps, et une température uniforme du système. De même, on considère que les propriétés thermo-physiques (conductivité, chaleur massique et masse volumique) ne dépendent pas de la température.

Une étape de calibration est nécessaire pour déterminer la capacité thermique du système. Dans [8], une dissipation de puissance quasi-constante est appliquée sur le composant (la tension



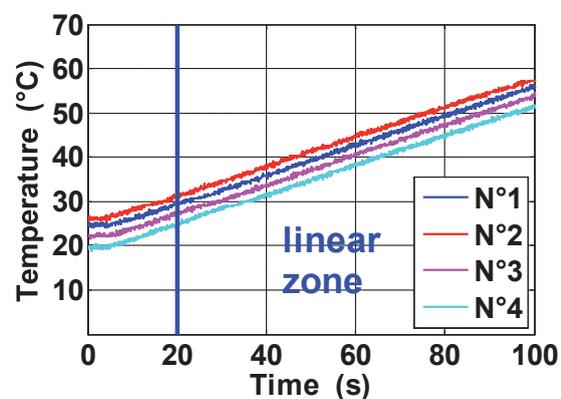
(a) [7]



(b) [8]

FIGURE 1.13 – Images de circuits de mesure de pertes et de calorimètres dans les articles [7] et [8]

aux bornes du composant  $V_{ds}$  est quasi-constante), la variation de la température du bloc  $\Delta\theta$  est mesurée en fonction de la durée du test et cette relation est linéaire 10 s après le début du test (Figure 1.14). La Figure 1.15 issue de [7] présente la variation de la température en fonction du temps (a) et en fonction de la puissance (b). La valeur moyenne de la capacité thermique est calculée après plusieurs essais.

FIGURE 1.14 – Évolution de la température en fonction du temps pour une puissance  $P = 20$  W [8]

Pour limiter l'élévation de la température, la durée du test doit être réduite, ici le convertisseur fonctionne pendant 30 s - 2 min (durée qui dépend de la fréquence de découpage  $f_d$ ). Ensuite, les pertes inconnues dans le composant peuvent être estimées en utilisant le bloc calibré après quelques secondes (à partir du moment où la température évolue linéairement avec le temps). Si on peut négliger les échanges de chaleur entre le dissipateur et l'environnement, le résultat obtenu est relativement précis. Néanmoins, on peut remarquer que la température du composant n'est pas fixée lors de la mesure des pertes, donc la dépendance des pertes à cette valeur a été négligée et l'étude de cette relation n'est pas effectuée par cette méthode.

En améliorant cette méthode, des pertes par conduction, des pertes à l'amorçage ou au blocage peuvent également être estimées séparément en ajoutant un interrupteur en série avec le composant en haut du circuit demi-pont et en modifiant de la stratégie de modulation [59], [9].

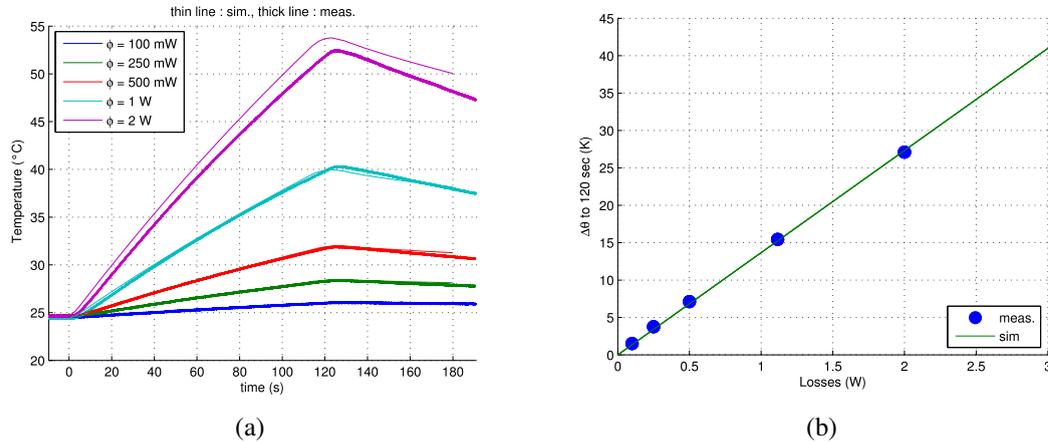


FIGURE 1.15 – (a) Évolution de la température en fonction du temps avec  $P < 2$  W et (b) relation entre l'augmentation de la température et les pertes [7]

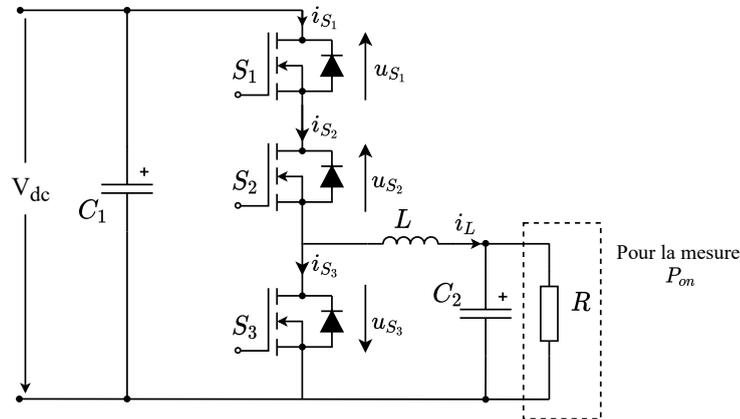


FIGURE 1.16 – Schéma du circuit en demi-pont modifié d'après [9]

La Figure 1.16 présente un circuit en demi-pont avec un troisième MOSFET qui est inséré en série avec l'interrupteur côté haut du demi-pont. Dans [59],  $S_1$  est choisi comme le composant sous test. Le support de refroidissement du DUT est connecté au potentiel de drain du MOSFET et donc, dans cette configuration, est fixé à une tension constante. La séparation des pertes par conduction et par commutation est effectuée en deux étapes. La première étape consiste à mesurer seulement les pertes par conduction du composant sous test  $S_1$ . L'interrupteur  $S_1$  est maintenu en conduction, les deux autres  $S_2$  et  $S_3$  commutent avec un rapport cyclique  $D = 50\%$ . Ainsi,  $S_1$  ne produit que les pertes par conduction  $P_{S1} = P_{cond}$ . Ensuite, dans un deuxième temps, l'interrupteur  $S_1$  commute de manière complémentaire à  $S_3$  avec un rapport cyclique  $D = 50\%$ , tandis que  $S_2$  est maintenu en conduction. Donc,  $S_1$  produit les pertes par conduction et par commutation :  $P_{S1} = P_{cond} + P_{com}$ .

De même, en modifiant le circuit en demi-pont, mais en choisissant  $S_2$  comme composant sous test, l'article [9] présente une façon identique d'estimer les pertes par conduction  $P_{cond}$ . En plus, il complète la stratégie de mesure des pertes par la décharge de condensateur (Figure 1.17a), les stratégies de séparation des pertes au blocage (Figure 1.17b) et celles à l'amorçage (Figure 1.17c).

Les pertes liées à la décharge du condensateur de sortie ( $C_{oss}$ ) d'un MOSFET ou d'un IGBT

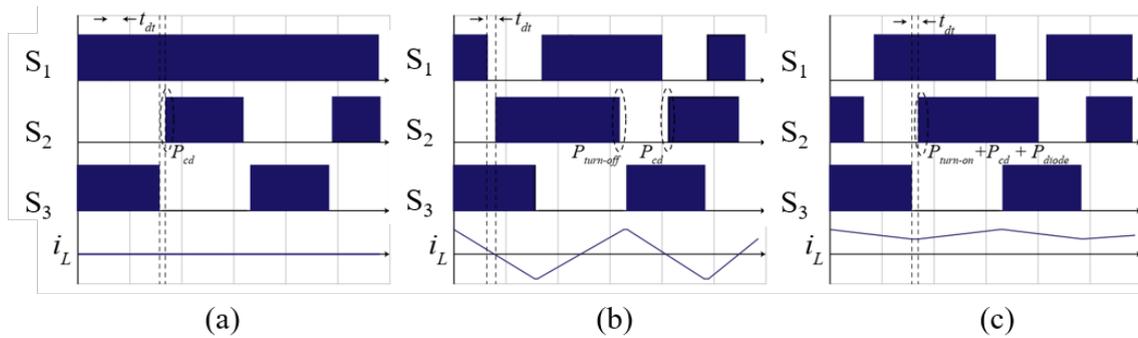


FIGURE 1.17 – Stratégie de modulation utilisée pour le calcul des différentes pertes [9]

$P_{cd}$  font partie intégrante des pertes dissipées par les MOSFETs SiC. Comme ces pertes peuvent être très faibles et qu'elles correspondent à la décharge de la capacité de sortie du transistor dans le canal lors de sa mise en conduction, il est impossible de les estimer par des méthodes électriques. La stratégie de modulation indiquée à la Figure 1.17a est utilisée pour estimer  $P_{cd}$  (à courant nul uniquement). Cela se fait en déconnectant l'inductance du système.

Pour la stratégie décrite à la Figure 1.17b, les pertes dissipées par le DUT contiennent  $P_{cond}$ ,  $P_{cd}$  et les pertes au blocage  $P_{off}$ . Une charge est ajoutée au système pour estimer les pertes pendant l'ouverture de l'interrupteur  $P_{on}$  (Figure 1.16). Avec la stratégie présentée dans la Figure 1.17c, les pertes mesurées dans le DUT comportent  $P_{cond}$ ,  $P_{cd}$ ,  $P_{on}$  et les pertes de la diode  $P_{diode}$ . Comme  $P_{diode}$  est linéairement proportionnelle à l'intervalle de temps mort  $t_{dt}$ , tandis que les autres sont indépendants à  $t_{dt}$ ,  $P_{diode}$  peut être déterminé en effectuant deux mesures avec des intervalles de temps mort différents  $2.t_{dt}$  et  $t_{dt}$  :  $P_{tot1}(2.t_{dt}) - P_{tot2}(t_{dt}) = P_{diode}(2.t_{dt}) - P_{diode}(t_{dt}) = P_{diode}(t_{dt})$ .

### 1.6.2.b Capacité thermique – Stockage thermique en liquide

Pour remplacer le stockage thermique dans un solide tel qu'il a été présenté ci-dessus, il est également possible d'immerger le composant ou le convertisseur dans un liquide isolant (eau, huile, ...) [10], [11]. Cette méthode utilise une enceinte / boîtier adiabatique mais elle est basée sur une approche différente de celles présentées au paragraphe 1.6.1.a) car elle permet d'évaluer les pertes grâce aux variations de la température au cours du temps en régime instationnaire.

Comme pour l'utilisation du bloc métallique, il est préalablement nécessaire de calibrer la capacité thermique puis d'utiliser la valeur déterminée pour estimer les pertes totales du convertisseur. Un autre paramètre important sur la précision des mesures est l'isolation thermique et l'homogénéité de la température du bain. Dans [10], le boîtier adiabatique est immergé dans un bain à température contrôlée (Figure 1.18a), afin de rendre prévisible les inévitables fuites de chaleur, et comme dans [11], un agitateur motorisé est utilisé pour homogénéiser la distribution de la température dans ce boîtier (Figure 1.18b).

Le principal inconvénient de ces méthodes est qu'elles ne permettent pas le fonctionnement continu du DUT (car la température dans le calorimètre augmenterait continuellement). La précision des calorimètres adiabatiques peut être améliorée par une isolation thermique soignée et par le contrôle de la température de leur environnement.

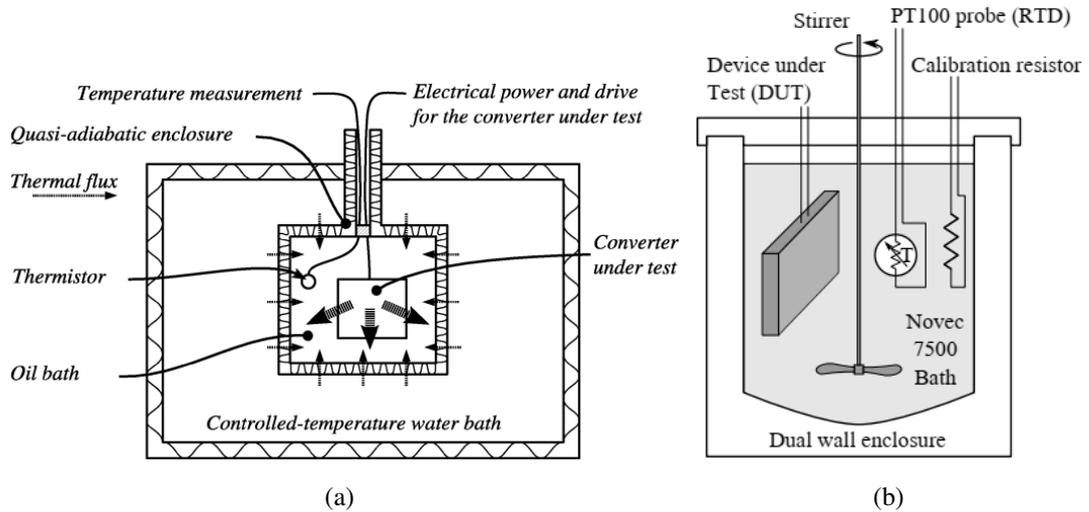


FIGURE 1.18 – Schémas de principe des calorimètres utilisés dans les articles : (a) [10], (b) [11]

### 1.6.2.c Constante de temps thermique

L'élévation de la température d'un composant en fonction de la puissance dissipée et du temps peut être modélisée par l'intermédiaire de caractéristiques thermiques telles que la capacité thermique et la résistance thermique. A l'aide d'un modèle thermique simplifié et illustré dans la Figure 1.19, cette relation peut être présentée sous la forme suivante :

$$T_{hs}(t) = R_{th} \cdot P_1 + (T_0 - R_{th} \cdot P_1) \cdot e^{-\frac{t}{R_{th}C_{th}}} \quad (1.12)$$

Au lieu d'utiliser seulement la capacité thermique comme pour les méthodes précédentes, l'estimation des pertes dans [60] est effectuée à travers la relation (1.12) pour évaluer les performances de commutation douce de certains transistors de puissance de 600 V GaN, SiC et Si.

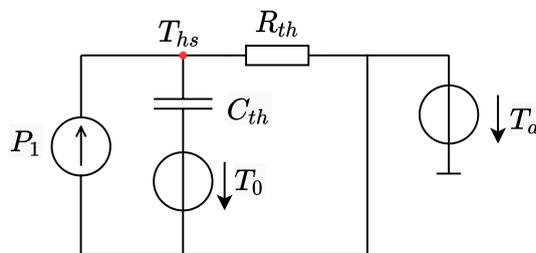


FIGURE 1.19 – Modèle thermique simplifié

Comme pour certaines des méthodes présentées précédemment, il est nécessaire de calibrer dans un premier temps les caractéristiques thermiques du système. Une puissance constante  $P_1$  est injectée au système (l'alimentation fonctionne en mode courant constant) et la température du dissipateur  $T_{hs}$  est mesurée (80 ms après que  $T_{hs}$  commence à augmenter). Cette température reste toujours maintenue entre 30°C et 40°C, le temps de mesure est donc réduit lorsque les pertes augmentent. En faisant la calibration N fois avec une valeur  $P_1$  connue, la résistance thermique  $R_{th}$

et la capacité thermique  $C_{th}$  sont identifiées par la méthode des moindres carrés :

$$\min_{R,C} \sum_{k=1}^N \left\| \left( R.P_{1,k} + (T_{0,k} - R.P_{1,k}).e^{-t/RC} \right) - T_{hs,k} \right\|^2 \quad (1.13)$$

Une limite de cette méthode est de ne pas permettre de relier l'influence de la température  $T_j$  aux pertes du composant. Comme la résistance à l'état passant  $R_{dson}$  dépend fortement de  $T_j$ , les pertes  $p(t)$  dissipées pendant la calibration ont augmenté au cours du temps sous une alimentation à courant constant. Dans ces conditions  $P_{1,k}$  est retenue comme étant la valeur moyenne de  $p(t)$ . Dans ce cas, l'erreur sur les pertes est inévitable.

Après avoir obtenu les valeurs de  $R_{th}$  et  $C_{th}$ , les pertes totales du composant en opération  $P$  sont également estimées par la méthode des moindres carrés.

$$\min_P \left\| \left( R.P + (T_0 - R.P).e^{-t/RC} \right) - T_{hs} \right\|^2 \quad (1.14)$$

En connaissant les pertes par conduction qui sont calculées à l'aide de la relation  $R_{dson}(P)$  mesurée dans l'étape de calibration, les pertes par commutation peuvent être déduite. La précision présentée dans cet article est inférieure à 15% dans le pire cas.

Dans [61], basé sur l'équation (1.12), l'auteur a défini un autre paramètre pour estimer les pertes du composant, à savoir, la vitesse d'évolution de la température :

$$s_r = \frac{T_{ba}(t_2) - T_{ba}(t_1)}{t_2 - t_1} \quad (1.15)$$

Comme mentionné ci-dessus, une étape de calibration est effectuée avec une injection de puissance connue. La variation de la température est surveillée (de  $T_1 = 50^\circ\text{C}$  à  $T_2 = 90^\circ\text{C}$ ), et la vitesse d'évolution de la température  $s_r$  est calculée pour différentes valeurs de  $P_1$ . Cette grandeur varie de façon linéaire avec les pertes du composant. On a constaté que cette relation reste la même lors du changement de composants comme sources de dissipation (IGBT, diode Si, diode Schottky SiC). Ensuite, pour l'étape de mesure des pertes, la variation de la température est encore surveillée et comparée avec celle obtenue pendant l'étape de calibration afin de déterminer la valeur des pertes. Cette méthode donne une incertitude inférieure à 5% pour un niveau des pertes d'un onduleur DC/AC moins de 500 W.

### 1.6.3 Conclusion

La calorimétrie permet d'estimer les pertes de composants de puissance et d'éviter les problèmes des méthodes électriques liées à l'instrumentation et à l'insertion des capteurs dans les cellules de commutation. La calorimétrie conventionnelle est basée sur des mesures en régime stationnaire, sa durée est donc plus longue que celle de la calorimétrie dynamique, qui consiste à mesurer la température en régime instationnaire. En outre, pour ces méthodes, les pertes par conduction et celles par commutation peuvent également être estimées séparément en ajoutant un interrupteur en série avec la branche en haut d'un circuit en demi-pont et en modifiant la stratégie de modulation mais cela nécessite de modifier la cellule de commutation.

De telles techniques ont été mises en œuvre par le passé et ont permis d'estimer les pertes avec des résultats satisfaisants, mais la température de jonction du composant est en général mal maîtrisée, notamment lorsque les mesures de pertes sont réalisées dans un convertisseur en fonctionnement. Cependant, les pertes dépendent de la température de jonction. Par conséquent, l'estimation

de ces dernières et le calcul de la température de jonction doivent être combinés pour obtenir des résultats plus précis sur une plus large gamme de fonctionnement. Dans le paragraphe suivant, l'estimation de la température de jonction du composant va être discutée, cela permettra dans le chapitre suivant de proposer des méthodes permettant de mesurer simultanément les pertes et la température de jonction.

## 1.7 Estimation de la température de jonction

Dans les applications d'électronique de puissance, un autre facteur dont on se soucie est la température de jonction des composants car, si cette dernière dépasse une valeur seuil critique, les composants peuvent se dégrader. Pour analyser le comportement thermique d'un convertisseur de puissance, il est préalablement nécessaire de déterminer les pertes des composants et, à partir d'un modèle thermique, en déduire la température de jonction en fonction du temps. Le plus souvent, ces modèles sont constitués de circuits électriques équivalents aux transferts de chaleur. La résistance thermique et la capacité thermique sont des paramètres nécessaires lors d'une analyse thermique dans le domaine temporel [62], alors que l'impédance thermique peut être utilisée pour une analyse dans le domaine fréquentiel [63]. Il existe deux principaux types de schémas électriques équivalents aux transferts de chaleur (Figure 1.20) avec chacun leurs intérêts et inconvénients. Le modèle de Foster, même s'il est inexact au niveau de la physique, est largement utilisé car il permet de faciliter et accélérer les calculs. Ce sont en général les paramètres de ce modèle qui sont donnés dans les documentations constructeur. De son côté, le modèle de Cauer représente beaucoup plus les phénomènes physiques au sein du dispositif, chaque branche RC ou ensemble de branches RC pouvant représenter une couche de l'assemblage.

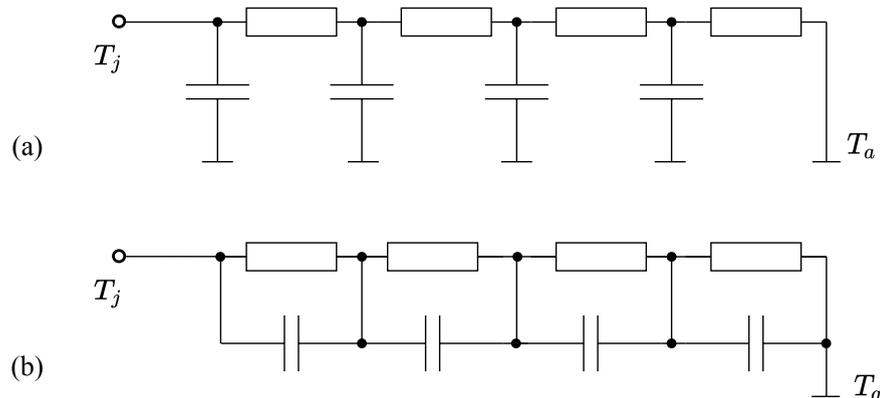


FIGURE 1.20 – Circuits équivalents aux transferts de chaleur associant résistances et capacités thermiques (a) modèle de Cauer, (b) modèle de Foster

Au niveau expérimental, il existe diverses méthodes pour estimer la température de jonction des composants à semi-conducteurs. D'une part, certaines méthodes permettent de mesurer directement la température du composant. Par exemple, il s'agit de l'utilisation de capteurs de températures tels que des thermocouples ou des sondes résistives. Néanmoins, il est assez délicat de placer ce type d'élément à proximité de la jonction. Par ailleurs ils peuvent amener des erreurs à cause d'une dynamique non suffisante ou modifier le comportement thermique du composant. D'autres méthodes sont basées sur l'utilisation de capteurs optiques et ont été fortement utilisés

ces dernières années [51], ... La caméra thermique permet d'obtenir directement une cartographie de température de la surface du composant de puissance.

Outre le comportement dynamique de la mesure qui peut être limité, toutes ces méthodes ont un inconvénient majeur : il est nécessaire d'accéder à la jonction du composant, c'est-à-dire d'ouvrir le boîtier pour pouvoir effectuer une mesure. C'est la raison pour laquelle la mesure de température par des paramètres électriques thermosensibles (TSEP) est très utilisée comme méthode indirecte de l'estimation de la température des dispositifs. Les paramètres électriques thermosensibles sont définis comme des paramètres ou des caractéristiques du composant qui dépendent de la température de jonction. Leur variation en fonction de la température de jonction n'étant en général pas fournie dans les documentations constructeur, il faut normalement passer par une étape de calibration de ces derniers. La sélection du TSEP correspond au type de composant sous test et aux conditions de test. Des revues bibliographiques sur ce sujet ont été proposées dans [64], [65]. Ces articles présentent les principaux TSEP ainsi que leurs avantages et inconvénients. Parmi les TSEP les plus communs, on retrouve la tension directe sous faible niveau de courant qui peut être utilisée sur une grande majorité de composants et qui est la plus utilisée tant par les industriels qu'au niveau académique. D'autres TSEP existent pour les transistors comme la tension grille-émetteur  $V_{ge}$  pour les IGBT (ou la tension grille-source  $V_{gs}$  pour les MOSFET), le courant de saturation, ou la tension de seuil  $V_{th}$  [66].

Ces paramètres électriques thermosensibles classiques donnent des résultats avec une bonne précision, mais leur mesure doit être effectuée dans des conditions spécifiques et exige la modification de la structure ou du fonctionnement du convertisseur. C'est la raison pour laquelle les caractéristiques statiques I-V [67] ou les caractéristiques dynamiques pendant la transition de commutation (le délai au blocage ou à l'amorçage, la pente du courant, ... [68]) sont considérées comme des TSEP spécifiques qui peuvent être utilisés pour estimer la température du composant durant le fonctionnement normal. L'inconvénient des caractéristiques dynamiques est l'influence non seulement de la température mais aussi celle des conditions de fonctionnement au sein d'un convertisseur : la tension, le courant, la résistance de grille, les éléments parasites, ... ce qui augmente la complexité dans la mise en œuvre. En outre, la caractéristique statique I-V possède ses propres limites telles que la nécessité d'avoir des capteurs très précis car la sensibilité de ce TSEP est faible, la synchronisation de la mesure avec la commutation, l'imprécision de la mesure à cause des éléments externes à la puce semi-conductrice comme les fils de bonding, ... Afin de surmonter ces limites, plusieurs recherches ont été effectuées récemment. Deux paramètres thermosensibles pour les IGBT basés sur la mesure de la tension  $V_{ce}$  à l'état passant ont été évalués [69] afin de supprimer l'influence de la résistance des fils de bonding : l'un est la différence de deux valeurs de tension  $V_{ce}$  mesurées en utilisant deux différentes tensions  $V_{ge}$ , et l'autre est celle des deux tensions  $V_{ce}$  mesurées sous deux valeurs différentes de courant  $I_c$ . Une autre procédure d'estimation précise de la température de la jonction transitoire pour le MOSFET SiC a été proposée [70] avec l'utilisation de la dépendance de la température à la caractéristique statique I-V de la diode interne du composant. Une autre méthode présentée dans [71] pour les MOSFET s'appuie sur la racine carrée du courant de saturation du dispositif ( $\sqrt{I_d}$ ) et la tension de seuil ( $V_{th}$ ).

La plupart des TSEP ne permettent pas une mesure robuste de la température de la puce lors d'un fonctionnement normal ou exigent la mise en place d'un système d'acquisition qui permette des mesures rapides et précises. Le choix des TSEP dépend donc du type de dispositif à caractériser et des conditions de fonctionnement. Dans les chapitres suivants, le choix de la méthode de mesure des pertes s'accompagnera donc du choix d'un ou plusieurs paramètres thermosensibles adaptés

aux conditions de mesure.

## 1.8 Conclusion

L'estimation des pertes dans les composants à semi-conducteurs de puissance est importante pour déterminer le rendement des convertisseurs statiques et constitue une donnée d'entrée nécessaire à la conception des convertisseurs. Plusieurs recherches dans ce domaine ont été effectuées avec le souhait de trouver la meilleure solution constituant un compromis entre la précision de la mesure, le temps de mesure, la complexité des bancs de test, ... Des modèles physiques ou comportementaux permettant d'estimer les pertes existent mais leur validation doit passer par une comparaison avec des mesures expérimentales.

Dans les paragraphes précédents, certaines méthodes de caractérisation expérimentale des pertes sont présentées ainsi que leurs applications, leurs intérêts et aussi leurs limites. L'exactitude des mesures électriques dépend de la précision et/ou de la bande passante des instruments de mesure qui doivent également être le moins intrusifs possible notamment pour les composants à haute vitesse de commutation. En plus de ces problèmes de précision, les mesures calorimétriques exigent la mise en place de systèmes complexes et, très souvent, requièrent une excellente isolation thermique. La méthode qui mesure les grandeurs électriques à l'échelle de la commutation (méthode de double impulsion) permet de contrôler la température du composant, tandis que la plupart des autres méthodes qui calculent une puissance moyenne ne permettent que de déterminer les pertes pour un point de fonctionnement, et la température de jonction n'est en général pas maîtrisée. La Tableau 1.1 synthétise les principaux avantages et inconvénients de différentes méthodes présentées.

Quant à l'estimation de la température de jonction du composant, de nombreuses approches sont également proposées parmi lesquelles, l'utilisation des paramètres électriques thermosensibles est prépondérante.

La recherche de méthodes de mesure des pertes du composant de puissance et de la température de jonction est encore déployée avec de nouvelles approches, de nouvelles améliorations. Les recherches présentées dans la suite de ce manuscrit héritent des points forts et réduisent des limites des méthodes précédentes, avec le but de permettre l'estimation des pertes du composant en fonctionnement normal du convertisseur et aussi d'étudier leur dépendance à la température de jonction du composant.

Cette thèse se focalisera sur la calorimétrie dynamique pour estimer les pertes d'un transistor MOSFET. Cette approche est choisie pour ses avantages telles que la courte durée de la mesure, la simplicité de mise en œuvre du banc de test et la possibilité de séparer des différentes pertes. D'autre part, nous chercherons à améliorer les méthodes existantes en proposant une estimation conjointe des pertes et de la température de jonction du composant. Une étape de validation sera effectuée après une étape d'identification du modèle thermique. Les paramètres électriques thermosensibles seront utilisés afin d'estimer la température du composant dans l'étape d'identification du modèle thermique.

Dans le chapitre suivant, les principes des méthodes proposées seront présentés et expliqués en détail à l'aide de simulations thermiques. Au chapitre 3, la validation expérimentale sera mise en œuvre dans un premier temps dans des conditions expérimentales simplifiées. Ces conditions de test permettront de calibrer les TSEPs et d'identifier le modèle thermique du système. Enfin, le chapitre 4 présentera des tests expérimentaux dans des conditions de fonctionnement normales

TABLE 1.1 – Synthèse des méthodes de mesure des pertes du composant à semi-conducteur de puissance

		<b>Principe</b>	<b>(+) Avantages</b>	<b>(-) Limites</b>
Mesure instantanée	Méthode de double impulsion	Mesure des courbes I/V instantanées durant la commutation	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Mesure de l'énergie <math>E_{com}</math> ;</li> <li>- Contrôle de <math>T_j</math></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Influence des instruments de mesure ;</li> <li>- Mesures intrusives dans la cellule de commutation</li> </ul>
Mesure de la puissance moyenne	Mesure de rendement	Mesure de la puissance d'entrée et de sortie	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Mesure des pertes totales du système ;</li> <li>- Simple</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Imprécis pour les convertisseurs à fort rendement ;</li> <li>- <math>T_j</math> pas contrôlée</li> </ul>
	Méthode d'opposition	Mesure de la puissance d'entrée sur un bus DC	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Minimisation de la puissance d'entrée ;</li> <li>- Séparation des énergies <math>E_{on}, E_{off}</math> ;</li> <li>- Approche qui peut être appliquée avec la calorimétrie</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Mesure impactée par les pertes dans L et C ;</li> <li>- Mesure sur un point de fonctionnement ;</li> <li>- <math>T_j</math> pas contrôlée</li> </ul>
	Calorimétrie statique	Estimation du flux thermique généré par un composant en régime stationnaire (chambre adiabatique, dissipateur, ...)	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pas de capteurs électriques ;</li> <li>- Mesure des pertes dans les convertisseurs à fort rendement ;</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Longue durée de test ;</li> <li>- Nécessite une isolation thermique parfaite ;</li> <li>- Mesure sur un point de fonctionnement ;</li> <li>- <math>T_j</math> pas contrôlée</li> </ul>
	Calorimétrie dynamique	Mesure en régime instationnaire d'une température	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pas de capteurs électriques ;</li> <li>- Séparation des différentes pertes du composant ;</li> <li>- Courte durée de test</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Mesure sur un point de fonctionnement ;</li> <li>- Nécessite une isolation thermique parfaite ;</li> <li>- <math>T_j</math> pas contrôlée</li> </ul>

du composant pour valider cette approche. Dans ce cas, l'influence des paramètres externes ou les difficultés de mesures liées à un environnement électromagnétique très contraignant et leurs effets sur l'estimation des pertes et de la température seront discutés.

## Chapitre 2

# Méthodes dynamiques calorimétriques

### SOMMAIRE

2.1	INTRODUCTION . . . . .	32
2.2	MÉTHODE BASÉE SUR L'UTILISATION D'IMPÉDANCES THERMIQUES . . . . .	32
2.2.1	Méthodologie . . . . .	32
2.2.2	Identification du modèle thermique . . . . .	34
2.2.3	Estimation de pertes et de la température de jonction en conditions de fonctionnement . . . . .	36
2.3	ÉVALUATION DE LA MÉTHODE . . . . .	36
2.3.1	Cas d'étude . . . . .	36
2.3.2	Système modélisé avec le logiciel d'analyse thermique . . . . .	38
2.3.3	Validation de la méthode . . . . .	39
2.4	MÉTHODE BASÉE SUR LA DIFFÉRENCE DE TEMPÉRATURE ENTRE DEUX POINTS DU BLOC . . . . .	44
2.4.1	Principe . . . . .	44
2.4.2	Estimation de $P(T_j)$ . . . . .	45
2.5	ÉTUDE DE LA ROBUSTESSE DES DEUX MÉTHODES PROPOSÉES . . . . .	46
2.5.1	Influence des paramètres physiques du système . . . . .	46
2.5.2	Influence de l'instrumentation . . . . .	50
2.5.3	Comparaison entre les deux méthodes . . . . .	54
2.6	ÉVALUATION DES MÉTHODES POUR PLUSIEURS COMPOSANTS SUR UN MÊME BLOC . . . . .	55
2.6.1	Principe . . . . .	55
2.6.2	Mise en œuvre sur un cas simple et généralisation avec la méthode 1 . . . . .	56
2.6.3	Mise en œuvre avec la méthode 2 . . . . .	58
2.7	CONCLUSION . . . . .	59

### Résumé

*Ce chapitre vise à proposer deux nouvelles méthodes de calorimétrie dynamique pour mesurer les pertes dans les composants à semi-conducteur ainsi que leur évolution en fonction de la température de jonction. Le principe des méthodes est détaillé au début du chapitre. Ces méthodes sont évaluées, dans un premier temps, par des simulations effectuées à l'aide du logiciel d'analyse thermique FloTHERM. La robustesse des méthodes est ensuite discutée, ce qui permet de concevoir la structure du modèle adapté en vue de son utilisation dans les chapitres suivants. Enfin, l'application des méthodes proposées pour estimer simultanément les pertes de plusieurs composants est décrite à la fin du chapitre.*

## 2.1 Introduction

Le but de ce chapitre est d'expliquer le principe des méthodes proposées ainsi que de les valider par des simulations thermiques. Simultanément, l'influence des paramètres du système sur les résultats de ces méthodes est analysée et la comparaison entre les deux méthodes est également présentée.

Dans une première partie, nous présenterons en détail le principe d'une première méthode basée sur la calorimétrie dynamique, permettant de déterminer les pertes dans les composants après un temps de mesure assez court et se basant sur une instrumentation simple. Contrairement aux méthodes calorimétriques présentées dans le premier chapitre, cette méthode permet également d'estimer la température de jonction du composant en fonction des pertes dissipées dans ce dernier.

Fondamentalement, la méthode proposée consiste à fixer le composant testé sur un bloc de métal et à mesurer une température locale dans le bloc. Il est donc obligatoire d'identifier d'abord un modèle thermique de l'ensemble constitué par le bloc métallique et le composant à caractériser, puis d'inverser ce modèle pour estimer simultanément les pertes dans ce composant et sa température de jonction.

Une seconde partie présentera une méthode basée sur la différence de la température entre deux points du bloc. Un bloc métallique est également utilisé pour absorber la chaleur dissipée par le composant. Cette méthode consiste à mesurer des températures locales dans ce bloc (au minimum deux points de mesure). En considérant que l'isolation thermique du système est parfaite, l'écart de température entre deux points locaux dans le bloc reste constante au cours du temps lorsque la puissance injectée au composant est également indépendante du temps. Donc, ayant la connaissance de la relation entre cette différence de température et la puissance dissipée par le composant grâce à des caractérisations préalables, la mesure de l'élévation de température permet d'estimer les pertes du composant. Les deux méthodes seront ensuite comparées.

## 2.2 Méthode basée sur l'utilisation d'impédances thermiques

### 2.2.1 Méthodologie

Pour illustrer la méthode proposée, un modèle de simulation est mis en œuvre avec un composant à semi-conducteur fixé sur un bloc métallique dans lequel il est possible d'effectuer une mesure de température (Figure 2.1). En considérant que la chaleur est complètement absorbée par le bloc, les pertes du composant peuvent être estimées en mesurant l'augmentation de la température locale dans ce bloc. Contrairement aux méthodes proposées dans le chapitre précédent, la température  $T_b$  est mesurée dans le bloc, à une position aussi proche que possible du composant afin d'avoir une dynamique de réponse rapide et ainsi une meilleure estimation de la puissance dissipée sur des temps courts.  $T_j$  est la température de jonction du composant estimée au niveau de la source de dissipation. Les indices  $b$  et  $j$  représentent « bloc » et « jonction ».

Les grandeurs physiques qui devront être précisément connues pour l'utilisation de cette méthode sont : la nature du matériau du bloc (conductivité thermique, chaleur massique et masse volumique) et ses dimensions, la résistance thermique de contact entre le composant et le bloc, les transferts de chaleur entre le bloc et son environnement... Les performances du modèle et leur dépendance à ces différents facteurs seront analysées à la section 2.5. La méthode ne nécessite pas de connaître la taille de la puce, ses dimensions ainsi que les caractéristiques physiques et

géométriques de l'assemblage de la puce.

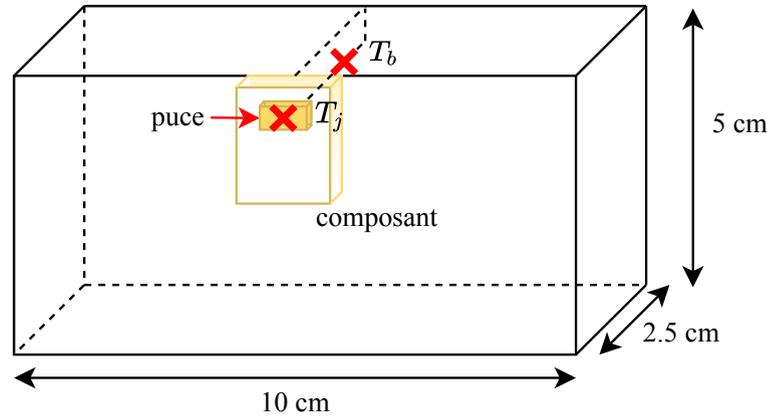


FIGURE 2.1 – Modèle de simulation

La méthode proposée est basée sur l'utilisation de la notion d'impédance thermique reliant les pertes à la température de jonction du composant ou à la température mesurée dans le bloc métallique. On définit l'impédance thermique  $Zth_b$  entre le point de mesure de température  $T_b$  et la température ambiante par l'équation suivante [72] :

$$\int_0^t Z\dot{th}_b(\tau).P(t-\tau).d\tau = T_b(t) - T_b(0) = \theta_b(t) \quad (2.1)$$

avec  $Z\dot{th}_b$  la dérivée de l'impédance thermique  $Zth_b$ ,  $P$  les pertes dissipées dans le composant,  $T_b$  la température mesurée et  $T_b(0)$  la température au temps initial à l'équilibre thermique. L'impédance thermique  $Zth_j$  de la jonction du composant à l'ambient est définie de façon similaire avec  $T_j$ , la température de jonction :

$$\int_0^t Z\dot{th}_j(\tau).P(t-\tau).d\tau = T_j(t) - T_j(0) = \theta_j(t) \quad (2.2)$$

Il est nécessaire de s'assurer que le système est à l'équilibre thermique avant la mise en fonctionnement du composant, ce qui signifie que  $T_b(0) = T_j(0)$ , et ces températures sont considérées comme égales à la température ambiante.

Le principe de cette méthode, présenté sur la Figure 2.2, est d'abord d'identifier les impédances thermiques  $Zth_j$  et  $Zth_b$  (ou la dérivée de ces impédances thermiques) en injectant une puissance connue  $P_A$  dans le composant et en mesurant la température de jonction du composant  $T_j^A$  et la température du bloc  $T_b^A$  résultantes.  $T_j^A$  est estimée par exemple avec des paramètres électriques thermosensibles (TSEPs) mentionnés dans le chapitre 1. Ensuite, lorsque le composant de puissance fonctionne dans des conditions normales d'utilisation (conduction et commutation), les pertes dissipées par le composant  $P_B$  induisent une augmentation de la température de système. Une température locale  $T_b^B$  dans le bloc est mesurée et grâce à l'inversion de l'équation (2.1), les pertes totales du composant sont déduites. Enfin, l'équation (2.2) est inversée pour estimer la température de jonction du composant  $T_j^B$  au cours du temps. On obtient alors l'estimation des pertes en fonction de la température de jonction.

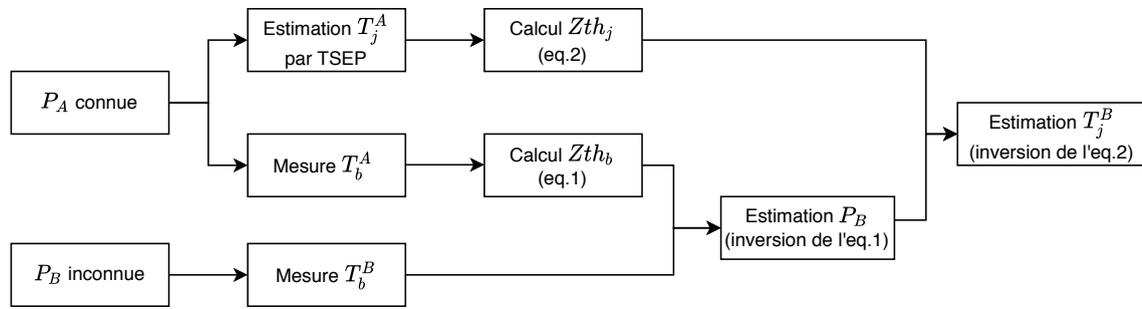


FIGURE 2.2 – Principe de la méthode proposée

### 2.2.2 Identification du modèle thermique

Les deux modèles thermiques identifiés dans ce paragraphe décrivent la relation entre les pertes dissipées dans le composant et l'augmentation de la température de jonction à savoir  $Zth_j$ , ainsi que celle entre les pertes et l'évolution de la température locale  $T_b$  dans le bloc,  $Zth_b$ . Comme cela est indiqué dans les équations (2.1) et (2.2), l'évolution des températures  $T_b$  et  $T_j$  ainsi que celle de la puissance  $P$  correspondante sont des paramètres nécessaires pour déterminer ces deux impédances thermiques.

Une phase de caractérisation préalable de ces deux impédances thermiques est donc nécessaire. Pour ce faire, le composant est tout d'abord configuré pour dissiper une puissance  $P_A$  imposée et connue tout en mesurant la température  $T_b^A$  à l'intérieur du bloc et la température de jonction du composant  $T_j^A$ . Ainsi, les impédances  $Zth_b$  et  $Zth_j$  seront déterminées grâce aux deux équations précédentes. Comme les valeurs de ces impédances varient en fonction du temps, avec notamment une augmentation importante lors des premiers instants puis une montée relativement lente de la température ensuite, cette caractérisation préalable doit être effectuée pendant une durée relativement longue (au minimum 150 s pour les dimensions de bloc que nous retiendrons par la suite).

Cependant, à cause de la difficulté de mesurer directement la température de jonction dans la pratique, une technique de mesure indirecte utilisant un paramètre électrique thermosensible (TSEP) est utilisée [64]. Différents paramètres thermosensibles ont été présentés dans le chapitre 1, et le choix des paramètres utilisés ainsi que les conditions de mesure correspondantes seront expliqués en détail dans le chapitre 3.

Pour simplifier l'identification du modèle thermique et la détermination des impédances thermiques  $Zth_b$  et  $Zth_j$  nous choisirons dans un premier temps d'injecter une puissance constante. Il vient dans ces conditions :

$$Zth_b(t) = \frac{T_b^A(t) - T_b^A(0)}{P_A} \quad (2.3)$$

$$Zth_j(t) = \frac{T_j^A(t) - T_j^A(0)}{P_A} \quad (2.4)$$

Cette phase préliminaire de caractérisation des impédances thermiques nécessitera donc le développement de circuits dédiés. Par ailleurs, les impédances thermiques peuvent également être déterminées avec une puissance connue mais variable avec le temps. L'importance est de pouvoir mesurer ces pertes avec une précision élevée. C'est la raison pour laquelle ces caractérisations seront effectuées en régime de conduction lorsque les pertes peuvent être facilement estimées, et avec précision, par des mesures électriques. Dans ces conditions, et lorsque les pertes varient avec

le temps, la relation reliant les pertes  $P$  à la température  $T$  sera identifiée numériquement à partir des équations (2.1) et (2.2), l'intégrale de convolution avec un pas de temps  $\delta\tau \rightarrow 0$  pouvant être calculée avec une somme de Riemann comme indiqué ci-dessous :

$$\sum_{\tau=0}^t Zth(\tau).P(t-\tau).\delta\tau = \theta(t) \quad (2.5)$$

Dans le cas de  $N$  échantillons mesurés, l'équation (2.5) sera développée comme suit :

$$\begin{cases} \theta(0) = (P(0).Zth(0)).\delta\tau \\ \theta(1) = (P(1).Zth(0) + P(0).Zth(1)).\delta\tau \\ \dots \\ \theta(N) = (P(N).Zth(0) + P(N-1).Zth(1) + \dots + P(0).Zth(N)).\delta\tau \end{cases} \quad (2.6)$$

L'équation (2.6) peut également être représentée par la multiplication d'une matrice  $N \times N$  avec un vecteur  $N \times 1$ .

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \theta(0) \\ \theta(1) \\ \dots \\ \theta(N) \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{\theta}} = \underbrace{\begin{bmatrix} P(0) & 0 & \dots & 0 \\ P(1) & P(0) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ P(N) & P(N-1) & \dots & P(0) \end{bmatrix}}_{\mathbf{P}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} Zth(0) \\ Zth(1) \\ \dots \\ Zth(N) \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}} \cdot \delta\tau \quad (2.7)$$

$\mathbf{P}$  est la matrice triangulaire basée sur les pertes  $P$  du composant aux différents instants d'échantillonnage. Le vecteur  $\mathbf{z}$  est la dérivée de l'impédance thermique  $Zth$ . En appliquant cette relation à l'augmentation de la température dans le bloc  $\theta_b^A$  et à la température de la jonction  $\theta_j^A$  correspond aux pertes  $P_A$  dissipées dans le composant, l'équation (2.7) peut être réécrite par les équations (2.8) et (2.9).

$$\boldsymbol{\theta}_b^A = \mathbf{P}_A \cdot \mathbf{z}_b \cdot \delta\tau \quad (2.8)$$

$$\boldsymbol{\theta}_j^A = \mathbf{P}_A \cdot \mathbf{z}_j \cdot \delta\tau \quad (2.9)$$

Les dérivées des impédances thermiques sont obtenues après inversion de la matrice  $\mathbf{P}_A$  par les équations suivantes :

$$\mathbf{z}_b = \text{inv}(\mathbf{P}_A) \cdot \boldsymbol{\theta}_b^A / \delta\tau \quad (2.10)$$

$$\mathbf{z}_j = \text{inv}(\mathbf{P}_A) \cdot \boldsymbol{\theta}_j^A / \delta\tau \quad (2.11)$$

En général, l'équation (2.7) permet de calculer le vecteur  $\boldsymbol{\theta}$  en connaissant la matrice  $\mathbf{P}$  et la vecteur  $\mathbf{z}$  ou d'estimer  $\mathbf{z}$  par l'inversion de  $\mathbf{P}$  et  $\boldsymbol{\theta}$  ((2.10), (2.11)). Cependant, puisque l'inversion de la matrice ne peut être réalisée qu'avec une matrice inversible et  $\mathbf{z}$  n'est pas une matrice inversible, il est difficile de retrouver  $\mathbf{P}$  à partir des vecteurs  $\boldsymbol{\theta}$  et  $\mathbf{z}$ . Pour répondre à ce problème, l'équation (2.6) peut également être présentée sous une autre forme grâce aux propriétés de commutativité de l'addition et de la multiplication :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \theta(0) \\ \theta(1) \\ \dots \\ \theta(N) \end{bmatrix}}_{\boldsymbol{\theta}} = \underbrace{\begin{bmatrix} Zth(0) & 0 & \dots & 0 \\ Zth(1) & Zth(0) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ Zth(N) & Zth(N-1) & \dots & Zth(0) \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} P(0) \\ P(1) \\ \dots \\ P(N) \end{bmatrix}}_{\mathbf{p}} \cdot \delta\tau \quad (2.12)$$

avec  $\mathbf{Z}$  la matrice triangulaire créée à partir de la dérivée de l'impédance thermique et  $\mathbf{p}$  le vecteur de la puissance.

Les matrices  $\mathbf{Z}_j$  et  $\mathbf{Z}_b$  sont calculées respectivement à partir des impédances thermiques  $Z_{th_j}$  et  $Z_{th_b}$ .

### 2.2.3 Estimation de pertes et de la température de jonction en conditions de fonctionnement

Lorsque le composant à semi-conducteur de puissance est en fonctionnement normal, les pertes peuvent être estimées en utilisant les températures mesurées dans le bloc et la dérivée de l'impédance thermique  $\mathbf{Z}_b$  déterminée précédemment.

En mesurant l'augmentation de la température dans le bloc  $\theta_b^B$ , la puissance calculée  $P_B$  est obtenue par la transformation de l'inversion de l'équation (2.12) :

$$\mathbf{p}_B = \text{inv}(\mathbf{Z}_b) \cdot \theta_b^B / \delta \tau \quad (2.13)$$

La connaissance des pertes  $P_B$  permet de calculer la température de jonction  $T_j^B$ , en introduisant la dérivée de l'impédance thermique entre la jonction et l'ambient  $Z_{th_j}$ . L'équation (2.12) peut alors être réécrite de la façon suivante :

$$\mathbf{T}_j^B = \mathbf{Z}_j \cdot \mathbf{p}_B \cdot \delta \tau + T_b^B(0) \quad (2.14)$$

Ainsi, l'évolution des pertes en fonction de la température de jonction sera déterminée.

Dans la partie suivante, nous utiliserons l'exemple d'un hacheur avec un composant sous test de type MOSFET Si. Les pertes de ce composant seront estimées de manière théorique puis utilisées comme référence. Elles seront ensuite implantées dans un modèle thermique mis en œuvre à l'aide du logiciel de simulations thermiques FloTHERM. Grâce à ce logiciel, nous pourrons comparer les pertes injectées avec les pertes estimées par la mise en œuvre des équations présentées précédemment, et ainsi valider la méthodologie proposée de manière numérique dans un premier temps.

## 2.3 Évaluation de la méthode

### 2.3.1 Cas d'étude

Un hacheur est alimenté par une source de tension (Figure 2.3). Son courant de sortie est contrôlé par une inductance et une charge résistive. Le composant placé en haut de la maille de commutation est le dispositif sous test. En fixant ce composant sur un bloc métallique et en mesurant l'évolution de la température dans ce bloc, la méthode proposée devrait permettre d'estimer les pertes dissipées par ce composant en régime d'utilisation normale.

Le composant retenu est le MOSFET Si IRF640N ( $V_{BR} = 200$  V,  $R_{dson} = 0,15 \Omega$  à  $25^\circ\text{C}$ ). La relation entre les pertes et la température de jonction  $P_{tot}(T_j)_{ref}$  de ce composant est d'abord établie à l'aide des données techniques de la documentation constructeur. Comme tous les composants MOSFET Si, ce dispositif a pour particularité de présenter une forte variation des pertes en conduction en fonction de la température [12]. En effet, la résistance  $R_{dson}$  de ce composant augmente d'un rapport proche de 3 entre  $25^\circ\text{C}$  et  $175^\circ\text{C}$  de température de jonction (Figure 2.4). À

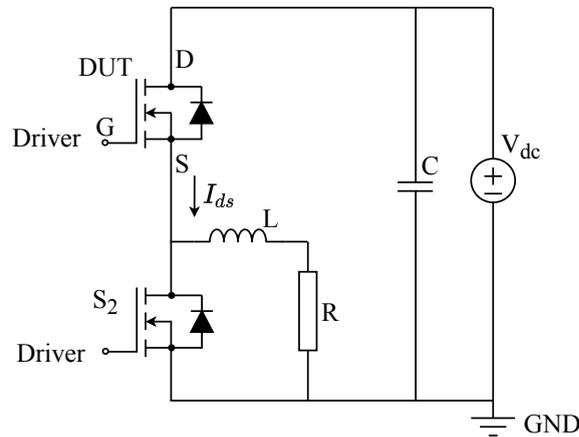


FIGURE 2.3 – Schéma du cas d'étude

partir de la documentation technique, il est possible d'estimer les pertes en conduction  $P_{cond}$  de ce composant dans une structure de hacheur Buck en négligeant l'ondulation du courant de charge :

$$P_{cond}(T_j) = R_{dson}(T_j) \cdot I_{ds}^2 \cdot D \quad (2.15)$$

avec  $D$  le rapport cyclique,  $I_{ds}$  le courant qui traverse le composant en conduction (supposé constant pendant la durée de conduction) et  $R_{dson}$  la résistance à l'état passant du MOSFET.

La courbe de l'évolution de la résistance  $R_{dson}$  en fonction de la température de jonction  $T_j$  (Figure 2.4) a été numérisée avec l'aide du logiciel **Plot Digitizer** puis extrapolée pour obtenir une évolution de type polynôme du second ordre :

$$R_{dson}(\text{normalisée}) = 2,979 \cdot 10^{-5} \cdot T_j^2 + 7,410 \cdot 10^{-3} \cdot T_j + 0,807$$

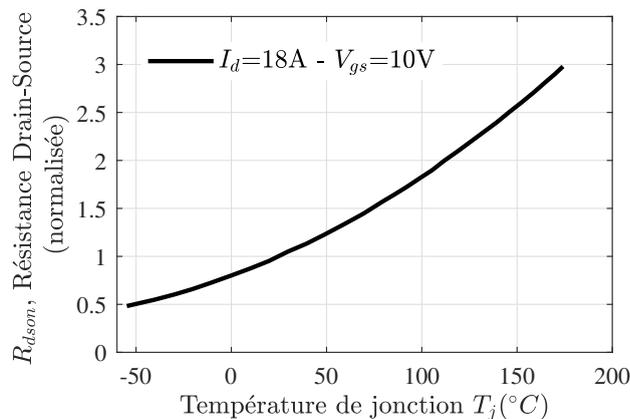


FIGURE 2.4 – Résistance normalisée à l'état passant en fonction de la température de jonction [12]

D'autre part, la commutation du composant est composée (ou constituée) de deux périodes : la mise en conduction et le blocage (section 1.2). Les pertes par commutation  $P_{com}$  sont estimées par l'équation (2.16) avec  $f_d$  la fréquence de découpage.

$$P_{com} = (E_{on} + E_{off}) \cdot f_d \quad (2.16)$$

Les pertes totales qui sont la somme des pertes dissipées par conduction et celles dissipées par commutation varient avec la température de jonction  $T_j$  :

$$P_{tot}(T_j) = P_{cond}(T_j) + P_{com} = R_{dson}(T_j) \cdot I_{ds}^2 \cdot D + P_{com} \quad (2.17)$$

Considérant que les pertes par commutation du MOSFET sont relativement indépendantes de la température, nous faisons dans ce chapitre l'hypothèse que seules les pertes par conduction du composant varient avec la température de jonction. La Figure 2.5 présente les pertes par conduction calculées en fonction de la température pour différents niveaux de courant.

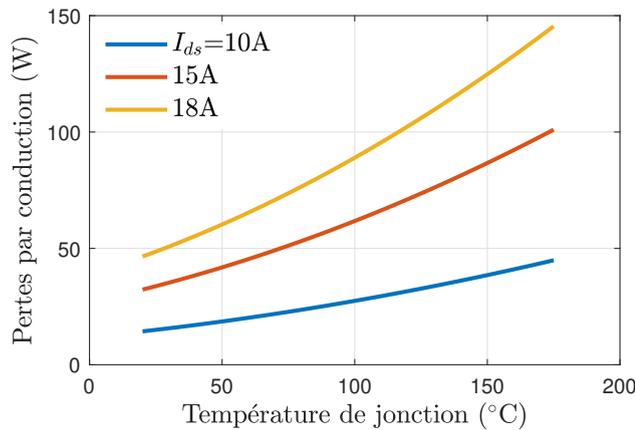


FIGURE 2.5 – Évolution théorique de  $P_{cond}(T_j)$  pour différents niveaux de courant (avec  $D = 1$ )

Dans la discussion qui suit, la faisabilité de la méthode proposée sera vérifiée à l'aide de simulations thermiques. L'équation (2.15) sera implantée dans le logiciel FloTHERM afin de représenter les pertes par conduction dans le composant sous test.

### 2.3.2 Système modélisé avec le logiciel d'analyse thermique

Comme énoncé plus haut, un modèle de simulation est mis en place à l'aide du logiciel FloTHERM (Figure 2.6). Il représente un composant à semi-conducteur monté sur un bloc de cuivre de dimensions  $10 \text{ cm} \times 5 \text{ cm} \times 2,5 \text{ cm}$ . Le modèle thermique du MOSFET, présenté sur la droite de la Figure 2.6, intègre la semelle en cuivre, la brasure en alliage de SnAgSb et la puce en silicium qui est la source de dissipation de puissance. Les dimensions de ces couches sont présentées dans le Tableau 2.1. La puissance localisée au niveau du volume de la puce silicium est configurée en fonction du temps (constante ou variable) ou en fonction de la température. Dans ce dernier cas, la relation entre la puissance et la température de jonction du composant est d'abord établie comme mentionné dans la section précédente, puis mise dans un tableau de données. Dans cette première simulation, toutes les faces extérieures du système sont isolées thermiquement (flux de chaleur nul imposé sur les surfaces extérieures).

La température locale  $T_b$  est mesurée dans le bloc à 1 mm de la surface supérieure du bloc.  $T_j$  est la température de jonction moyenne mesurée au niveau de la source de dissipation.

Selon la fiche technique du MOSFET choisi (IRF640N), la résistance thermique typique  $R_{thc}$  entre le boîtier et le dissipateur est de  $0,5 \text{ K} \cdot \text{W}^{-1}$  lorsque de la graisse thermique est utilisée et la surface de contact effective  $A$  avec le dissipateur est de  $150 \text{ mm}^2$ . Par conséquent, la résistance

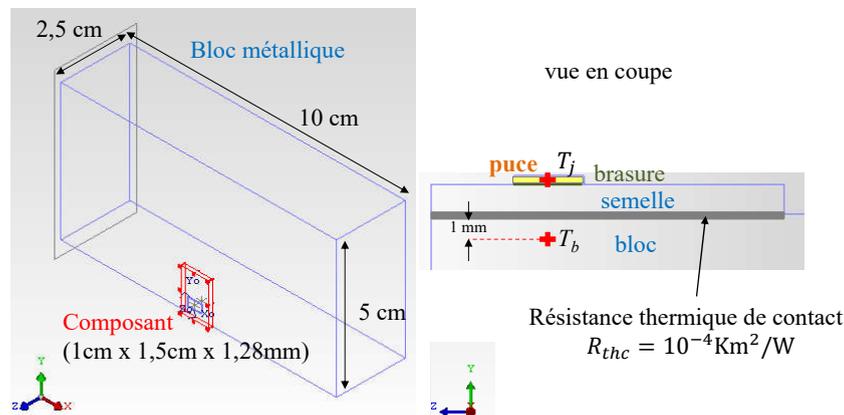


FIGURE 2.6 – Géométrie du système simulé avec le logiciel FloTHERM

TABLE 2.1 – Dimensions des couches du système

	Matériau	Section	Épaisseur (cm)	Conductivité thermique ( $\text{W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$ )
Bloc	Cuivre	10 cm × 5 cm	2,5	385
Interface thermique	—	—	—	$R_{thc} = 10^{-4} \text{ K}\cdot\text{m}^2\cdot\text{W}^{-1}$ $c = 1 \text{ J}\cdot\text{g}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$
Semelle	Cuivre	1 cm × 1,5 cm	0,128	385
Brasure	SnAgCu	5 mm × 3 mm	0,005	60
Puce	Silicium	5 mm × 3 mm	0,03	117,5

surfactive de contact thermique entre le composant et le bloc est de  $0,75\cdot 10^{-4} \text{ K}\cdot\text{m}^2\cdot\text{W}^{-1}$ . Dans notre cas, nous avons choisi la valeur approximative de  $10^{-4}$  qui correspond à l'ajout d'une interface thermique type élastomère, elle est donc ajoutée à la surface de contact entre le bloc et la semelle.

Le choix du pas de temps pour le calcul des pertes et de la température de jonction résulte d'un compromis entre la durée totale des calculs et la précision souhaitée lors des fortes variations de température. Nous avons ainsi choisi dans un premier temps un pas de temps de 0,1 s. Ce dernier permet de limiter le nombre d'échantillons tout en garantissant une dynamique acceptable. En effet, le temps de mesure nécessaire avec les pertes calculées et la géométrie choisie étant de quelques centaines de secondes, le nombre d'échantillons est limité à quelques milliers. Notons que l'influence de ce pas de temps sera discutée plus tard dans la partie 2.5.2.

### 2.3.3 Validation de la méthode

Afin de valider la méthode, deux simulations FloTHERM sont effectuées de manière séquentielle : la première permet de déterminer les impédances thermiques du modèle ; puis, avec les résultats de la deuxième, ces impédances sont utilisées pour estimer les pertes dissipées au niveau de la puce.

Tout d'abord, pour déterminer les impédances thermiques de ce modèle, une puissance constante  $P_A = 50 \text{ W}$  est injectée dans la puce. La Figure 2.7 présente l'évolution de la température dans les

différentes couches de matériaux. Les résultats montrent une relativement faible évolution de la température dans le bloc alors qu'elle est très importante au niveau de l'interface thermique. L'utilisateur peut également sélectionner certains points dans l'assemblage (les points de mesure  $T_b$  et le point le plus chaud  $T_j$  par exemple) et observer l'élévation de la température en ces points en fonction du temps.

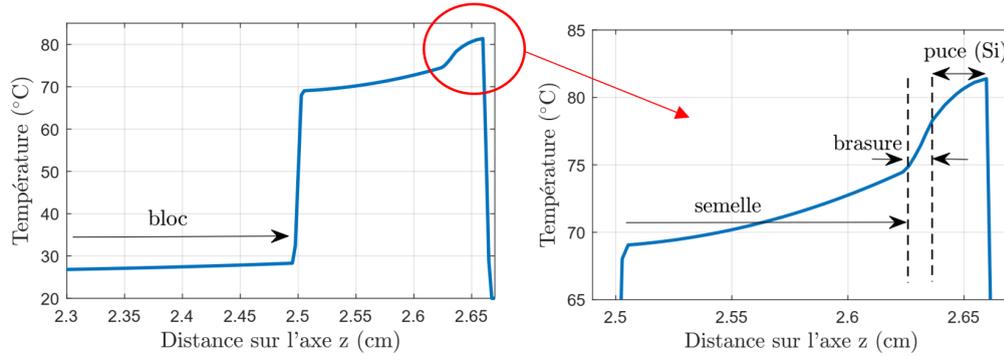


FIGURE 2.7 – Évolution de température dans le système en fonction de la position  $z$  après 10 s ( $x = 5$  cm,  $y = 0,5$  cm) ( $P_A = 50$  W)

La Figure 2.8 montre l'évolution de la température  $T_b$  dans le bloc et celle de la température  $T_j$  de la puce en fonction du temps avec une puissance de 50 W constante imposée à la puce. Nous observons qu'aux tous premiers instants, la température  $T_j$  de la puce augmente très rapidement (environ 70°C après 5s) avec une dérivée beaucoup plus grande que celle de la température  $T_b$ . Ceci est normal car le flux de chaleur doit traverser la puce, la brasure, la semelle et surtout l'interface thermique entre la jonction et le capteur de température  $T_b$ . En revanche, sur les temps longs, les courbes de température augmentent progressivement avec une pente très proche dépendant du niveau de puissance dissipée.

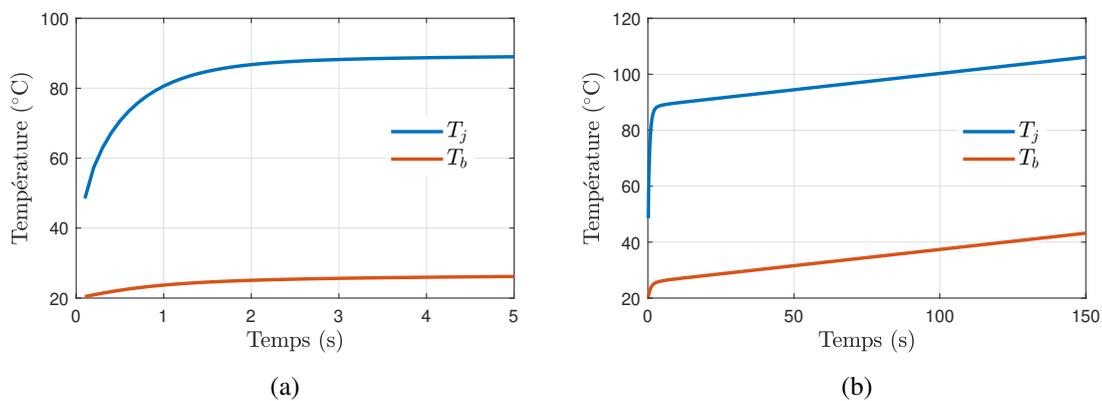


FIGURE 2.8 – Évolution de la température en fonction du temps pour  $P_A = 50$  W (a) aux premiers instants et (b) pendant 150 s

Les températures obtenues en simulation sont ensuite exportées dans le logiciel Matlab avec lequel la méthode proposée est mise en œuvre afin de déterminer les dérivées de l'impédance thermique de ce système (Figure 2.9).

Après avoir été identifiés grâce à la première simulation, les modèles thermiques peuvent être

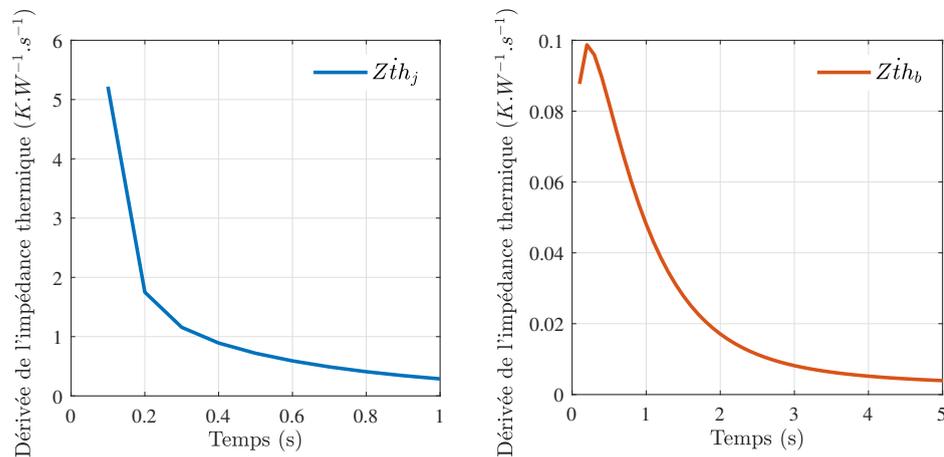
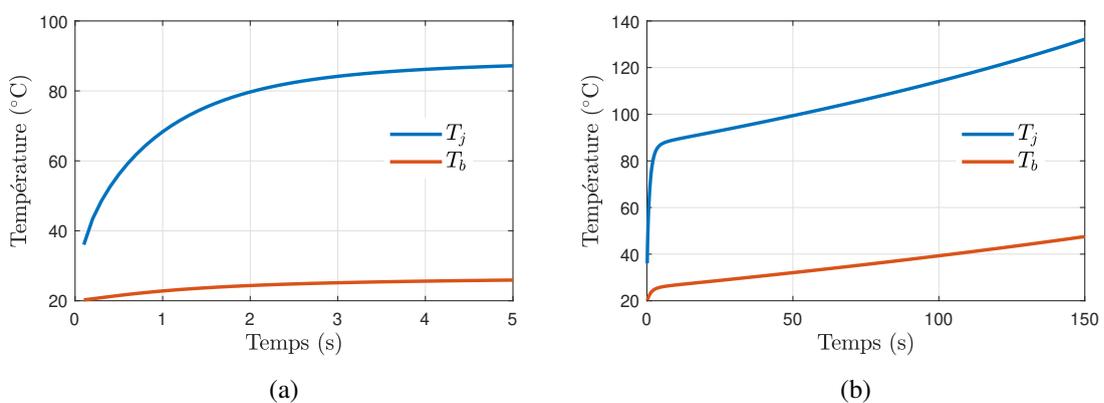


FIGURE 2.9 – Dérivées des impédances thermiques

utilisés dans d'autres cas comme celui où le composant est en fonctionnement normal, afin d'estimer les pertes dissipées par le composant et les comparer aux pertes réellement injectées dans le logiciel de simulation.

La vérification de cette méthode est effectuée en supposant que le composant ne subit que des pertes en conduction  $P_{cond}$  qui varient en fonction de la température de jonction. Ainsi, dans la deuxième simulation, la puissance constante  $P_A$  injectée à la puce est remplacée par une fonction dépendante de la température de jonction  $P_{cond}(T_j)$  qui est calculée sur la base des caractéristiques théoriques du MOSFET (équation (2.15)) avec un courant  $I_{ds}$  de 14 A et une résistance à l'état passant  $R_{dson} = 0,15 \Omega$  à  $T_j = 25^\circ\text{C}$ . La simulation avec ces conditions donne les résultats de l'évolution de la température présentés sur la Figure 2.10. Nous remarquons sur cette courbe que la pente de l'évolution de la température  $T_j$  augmente avec le temps ce qui traduit l'augmentation des pertes liées à l'échauffement de la puce.

FIGURE 2.10 – Températures simulées en fonction du temps (le composant est en conduction avec  $I_{ds} = 14 \text{ A}$ ) (a) aux premiers instants et (b) pendant 150 s

Une fois la seconde simulation effectuée, les valeurs de  $T_b$  obtenues dans le bloc en fonction du temps sont exportées dans Matlab et traitées avec les équations (2.13) et (2.14) pour estimer les pertes  $P_{calc}$  et la température de la puce  $T_{j(calc)}$  en fonction du temps.  $P_{calc}$  est alors comparée à la puissance réellement injectée dans la simulation, notée  $P_{ref}$  sur la Figure 2.11. De même  $T_{j(calc)}$

est comparée à la température de jonction  $T_{j(ref)}$  estimée directement par le logiciel FloTHERM sur la Figure 2.12. Enfin, la Figure 2.13 présente une comparaison entre la courbe  $P(T_j)_{ref}$  issue de la simulation FloTHERM à celle obtenue par les équations (2.13) et (2.14). On remarque une très bonne concordance entre elles (différence plus petite que 0,1 %) ce qui permet de démontrer que la méthode proposée peut très bien fonctionner, au moins dans un cadre théorique idéal.

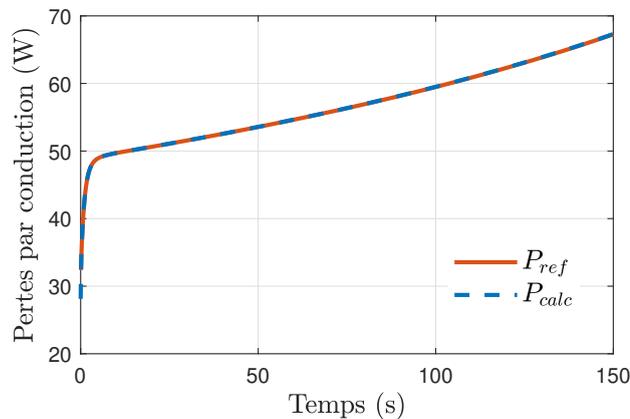


FIGURE 2.11 – Comparaison des pertes (référence et calcul) par conduction en fonction du temps

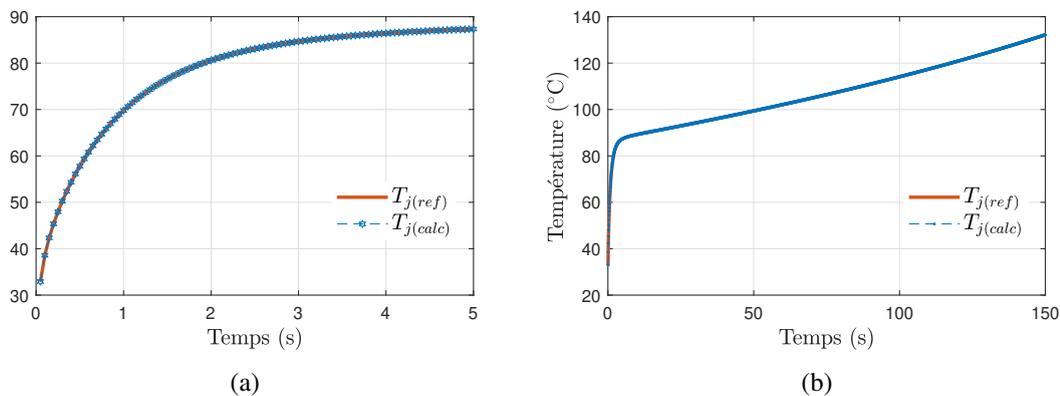


FIGURE 2.12 – Comparaison des températures de jonction (référence et calcul) en fonction du temps (a) aux premiers instants et (b) pendant 150 s

Cependant, la gamme de mesure de  $P(T_j)_{calc}$  est limitée à des températures de jonction  $T_j$  comprises dans l'intervalle  $[35^{\circ}\text{C}, 130^{\circ}\text{C}]$ . Pour obtenir des résultats pour des valeurs plus grandes que  $130^{\circ}\text{C}$ , il est possible d'allonger la durée de mesure. Pour obtenir des valeurs pour des températures plus petites que  $35^{\circ}\text{C}$ , on peut utiliser une fonction d'extrapolation. Comme indiqué dans l'équation (2.15). L'évolution des pertes par conduction avec la température de jonction  $P_{cond}(T_j)$  est représentée sous forme d'une fonction polynômiale du second ordre. Grâce à des fonctions « polyfit » et « polyval » du logiciel Matlab, il est possible de trouver les coefficients pour le polynôme  $P_{cond}(T_j)$  et de faire une extrapolation à partir des valeurs obtenues.

Après avoir obtenu des résultats très positifs pour cette première méthode d'estimation des pertes à partir d'une seule mesure de température locale  $T_b$  dans le bloc de cuivre à 1 mm sous le composant, nous avons tenté de modifier l'emplacement de ce point de mesure afin d'analyser

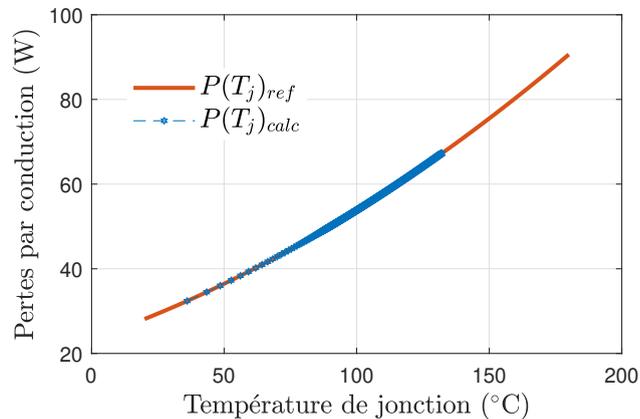


FIGURE 2.13 – Comparaison des pertes par conduction (référence et calcul) en fonction de la température de jonction ( $I_{ds} = 14$  A)

l'influence de ce paramètre sur le résultat. Un autre point de mesure  $T_{b2}$  est placé dans le bloc, sous le point  $T_{b1}$  (le point de mesure  $T_b$  du test précédent) à une distance de 3 mm, 1 cm et 1,5 cm par rapport à la surface supérieure du bloc (2 mm, 9 mm et 1,4 cm en dessous du point de mesure  $T_{b1}$ ).

On peut logiquement noter que plus la distance entre le point de mesure de la température et la jonction du composant est grande, moins la température évolue rapidement aux premiers instants (Figure 2.14). Rapprocher le point de mesure de la surface supérieure du bloc permet donc de capturer le plus rapidement possible l'augmentation de la température ; en outre la valeur plus élevée de la température permettra de réduire l'influence des bruits/erreurs de mesure (partie 2.5.2).

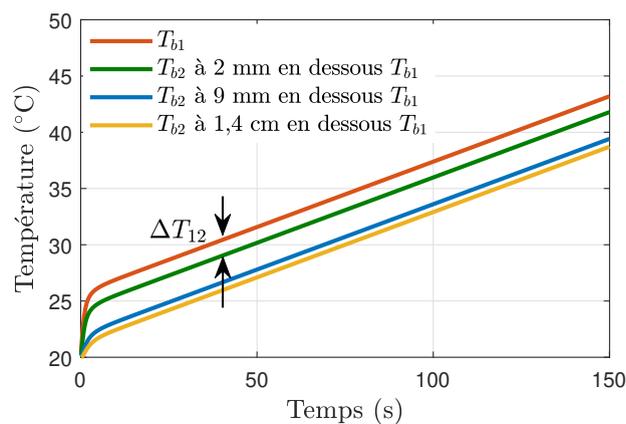


FIGURE 2.14 – Évolution des températures  $T_{b1}$  et  $T_{b2}$  en fonction du temps pour une puissance  $P = 50$  W

Une autre observation est que pour une puissance constante, les pentes des deux courbes de températures relevées à deux points 1 et 2 sont parallèles à partir d'un certain moment (quelle que soit la distance entre ces deux points dès lors qu'ils sont alignés avec le point au milieu du composant) et cette constatation pourrait être utilisée pour simplifier la mesure des pertes.

On peut alors se poser la question de savoir si la variation de température dans le bloc en

fonction du point de mesure peut être liée à la puissance dissipée et si cette variation pourrait être utilisée pour estimer les pertes.

Pour répondre à cette interrogation, nous allons présenter dans la suite des études complémentaires qui permettront d'aboutir à une seconde méthode de calorimétrie dynamique basée cette fois sur la différence de température entre deux points dans le bloc. Elle repose sur des hypothèses simplificatrices fortes : les températures ne sont considérées qu'après la courte phase d'évolution rapide de la température et lorsque la température évolue de façon quasi-linéaire dans le bloc. Cette méthode dont le traitement numérique est plus simple nécessite toutefois les mesures de température au minimum à deux points localisés dans le bloc. La partie suivante présente cette méthode et la vérifie à l'aide de simulations thermiques.

## 2.4 Méthode basée sur la différence de température entre deux points du bloc

### 2.4.1 Principe

En observant l'évolution de température à différents points dans le bloc sur des temps longs (Figure 2.8 et Figure 2.14), on remarque qu'avec une puissance dissipée constante, la température de jonction  $T_j$  ainsi que les températures locales  $T_{bi}$  ( $i = 1, 2$ ) augmentent avec la même pente, c'est-à-dire que les différences de température  $\Delta T_{j1} = (T_j - T_{b1})$ , et  $\Delta T_{12} = (T_{b1} - T_{b2})$  restent quasiment constantes et indépendantes du temps (à l'exception des premiers instants). Cette constatation est validée par la Figure 2.15 qui présente l'évolution de la différence de température entre la jonction et le capteur  $T_{b1}$  et celle entre le capteur  $T_{b1}$  et le capteur  $T_{b2}$ , respectivement  $\Delta T_{j1}$  et  $\Delta T_{12}$  en fonction du temps. Le point de mesure  $T_{b1}$  est à une distance de 1 mm par rapport à la surface supérieure du bloc et le point de mesure  $T_{b2}$  est à 2 mm en dessous de  $T_{b1}$ .

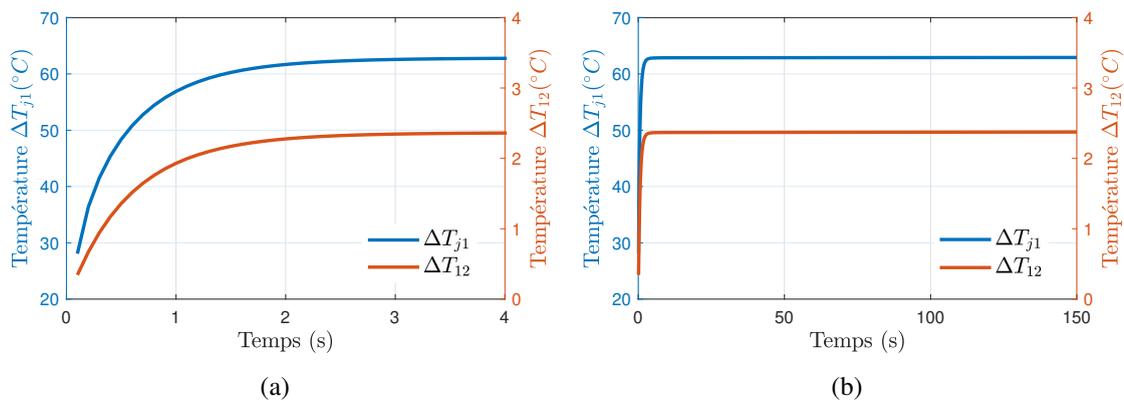


FIGURE 2.15 –  $\Delta T_{j1}$  et  $\Delta T_{12}$  en fonction du temps pour  $P_A = 50$  W (a) aux premiers instants, (b) pendant 150 s

Les élévations de température sont alors, dans un premier temps, moyennées en fonction du nombre  $N$  d'échantillons mesurés. Plus précisément, on prend la valeur moyenne des variations de température  $\Delta T_{j1}$  et  $\Delta T_{12}$  entre 5 s et 150 s (le temps où les courbes de température augmentent avec une pente similaire).

Après avoir obtenu les écarts de température  $\Delta T_{12}$  et  $\Delta T_{j1}$  pour différentes puissances constantes

$P_A$ , on remarque que ces deux paramètres sont une fonction linéaire de la puissance et tendent vers 0 à puissance nulle. Cette relation est présentée sur la Figure 2.16.

$$\Delta T_{12}(P) = a_1 \cdot P \quad (2.18)$$

$$\Delta T_{j1}(P) = a_2 \cdot P \quad (2.19)$$

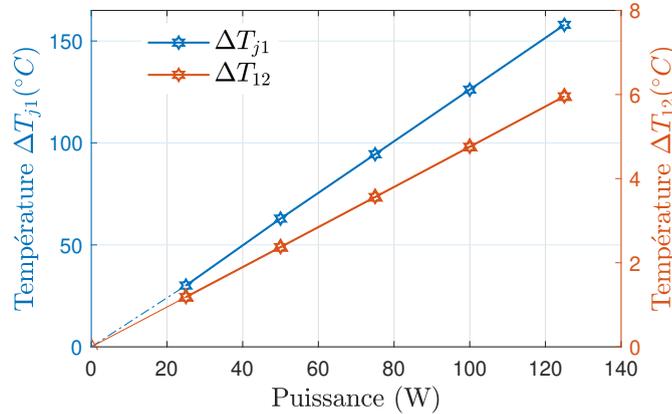


FIGURE 2.16 –  $\Delta T_{12}$  et  $\Delta T_{j1}$  en fonction de la puissance ( $a_1 \approx 0,05$  et  $a_2 \approx 1,25$ )

### 2.4.2 Estimation de $P(T_j)$

Lorsque le composant fonctionne, l'écart de température entre les deux points 1 et 2,  $\Delta T_{12}$ , est mesuré au cours du temps. Grâce à la relation  $\Delta T_{12}(P)$  (2.18), l'évolution de la puissance en fonction du temps  $P(t)$  s'écrit par l'équation suivante (valable uniquement pour  $t > 5$  s) :

$$P(t) = \frac{\Delta T_{12}(t)}{a_1} \quad (2.20)$$

La Figure 2.17 montre les pertes calculées en appliquant l'équation (2.20) et la comparaison de ces résultats avec ceux obtenus par la première méthode et avec les valeurs de référence.

Ainsi, les pertes sont estimées de manière moins précise avec la deuxième méthode, notamment aux premiers instants, mais le traitement numérique à mettre en place est beaucoup plus simple ce qui pourrait avoir un intérêt pour, par exemple, estimer les pertes en temps réel comme nous le verrons dans le chapitre suivant.

Ensuite, connaissant les pertes et la température  $T_{b1}$  mesurée, la température de jonction du composant  $T_j$  est déterminée par l'équation (2.19). La Figure 2.18a montre que cette méthode amène à des erreurs d'estimation non négligeables pour les faibles températures de jonction à cause de l'erreur sur les pertes aux premiers instants observée sur la Figure 2.17. Une extrapolation peut toutefois permettre de limiter ces erreurs : la Figure 2.18b présente la courbe  $P(T_j)$  déterminée avec des données obtenues après 5 s (courbe verte) et la courbe jaune pointillée qui est déduite à partir de l'extrapolation de cette courbe verte. Après avoir été extrapolées, les valeurs de pertes à faibles  $T_j$  sont estimées avec des erreurs relativement faibles, l'erreur relative moyenne entre la courbe estimée et la référence étant d'environ 10% avant et de moins de 0,5% après l'extrapolation.

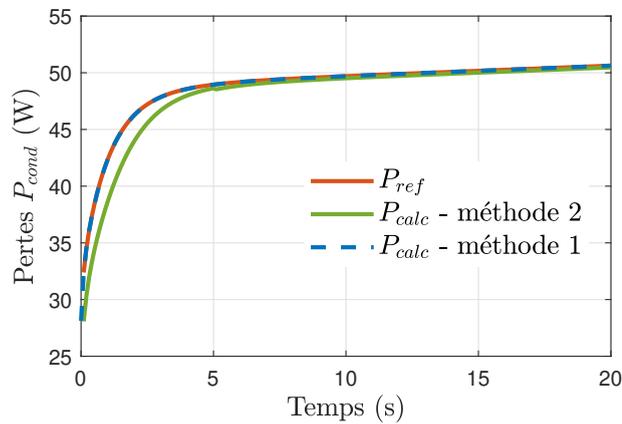


FIGURE 2.17 – Pertes en fonction du temps calculées par deux méthodes (le composant est en conduction avec  $I_{ds} = 14$  A)

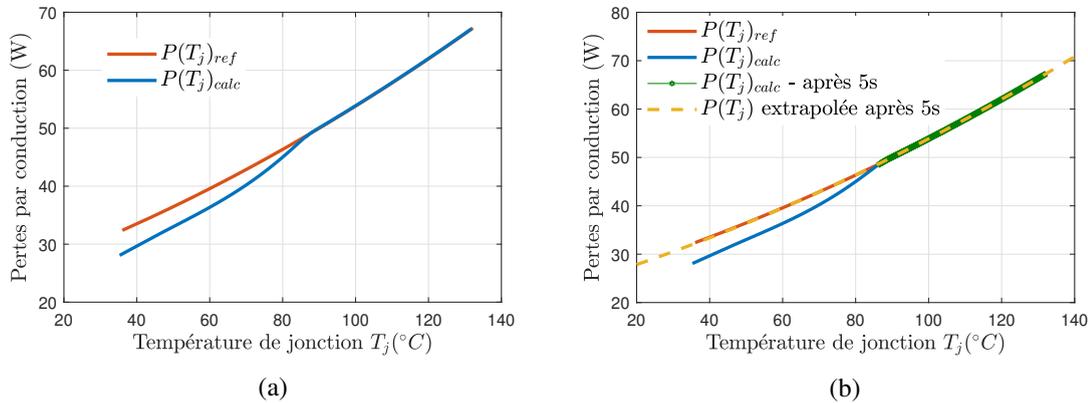


FIGURE 2.18 – (a)  $P(T_j)$  obtenus avec la méthode 2 et comparaison à la valeur théorique, (b)  $P(T_j)$  extrapolée ( $I_{ds} = 14$  A,  $D = 1$ )

Pour conclure sur cette partie, les simulations dans un cas idéal présentées dans les sections 2.3 et 2.4 montrent l'intérêt potentiel des deux méthodes proposées. Toutefois, dans la réalité, il existe de nombreux paramètres pouvant introduire des erreurs sur les estimations de pertes obtenues avec les méthodes proposées. La section suivante s'intéressera donc à évaluer l'influence de quelques paramètres physiques du système, tels que la nature du matériau du bloc, les conditions aux limites, la résistance de contact, ou encore à celle liée à l'instrumentation.

## 2.5 Étude de la robustesse des deux méthodes proposées

### 2.5.1 Influence des paramètres physiques du système

#### 2.5.1.a Matériau du bloc

Afin de limiter l'augmentation de température au niveau du composant, la conductivité thermique du bloc métallique est l'un des paramètres importants à considérer. Le cuivre (Cu) et l'aluminium (Al) sont les deux candidats les plus naturels grâce à leur bonne conductivité thermique

( $\lambda_{Cu} = 385 \text{ W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$  et  $\lambda_{Al} = 201 \text{ W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$  à  $0^\circ\text{C}$  - d'après bibliothèque du logiciel Flotherm).

A cause de sa plus faible conductivité thermique, l'aluminium induit une augmentation plus rapide et plus importante de la température de jonction du composant par rapport au cuivre (Figure 2.19) avec le risque de dépasser plus rapidement la température maximale de jonction. En conséquence, il vaut donc mieux utiliser le cuivre que l'aluminium pour respecter cette condition.

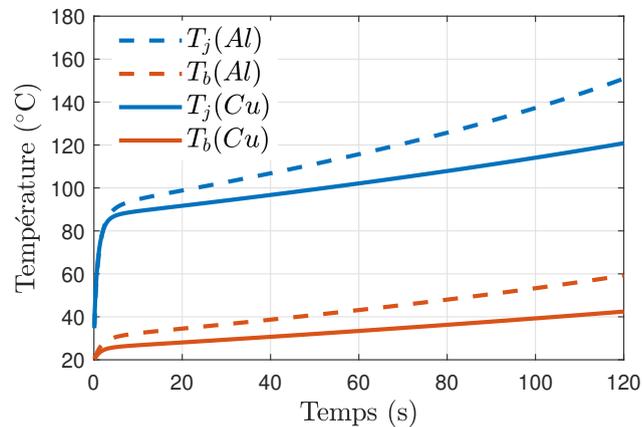


FIGURE 2.19 – Température de jonction du composant  $T_j$  et température locale dans le bloc  $T_b$  calculées par le logiciel FloTHERM (cas où le composant dissipe des pertes par conduction avec  $I_{ds} = 14 \text{ A}$  et  $R_{dson} = 0,15 \Omega$  à  $T_j = 25^\circ\text{C}$ , le bloc utilisé est en cuivre,  $c_{Cu} = 385 \text{ J}\cdot\text{K}^{-1}\cdot\text{kg}^{-1}$  ou en aluminium,  $c_{Al} = 913 \text{ J}\cdot\text{K}^{-1}\cdot\text{kg}^{-1}$ )

De plus, pour avoir un modèle thermique du dispositif qui soit peut dépendant des conditions d'essai et notamment de la température du bloc, il faut que la conductivité thermique du bloc évolue très faiblement avec la température. Les coefficients de température qui représentent l'évolution de la conductivité thermique avec la température sont de  $0,1\%/^\circ\text{C}$  pour l'aluminium et de  $0,016\%/^\circ\text{C}$  pour le cuivre. Ce dernier est donc à nouveau mieux adapté pour satisfaire cette deuxième contrainte.

Dans tous les résultats de simulation qui suivront, le matériau utilisé sera donc le cuivre et son coefficient de température sera pris en compte.

### 2.5.1.b Volume et forme du bloc

Un autre paramètre important est le volume du bloc car il a une influence sur l'inertie thermique du système : il doit résulter d'un compromis entre la rapidité d'évolution des mesures (qui ne doit pas être trop grande pour conserver des mesures précises) et la durée de mesure qui ne doit pas être trop longue.

La forme du bloc a une importance secondaire mais qui peut toutefois être optimisée. Nous avons tout d'abord évalué un cube de dimension  $5 \text{ cm} \times 5 \text{ cm} \times 5 \text{ cm}$ , puis changé la dimension dans les directions  $x$  (longueur),  $y$  (largeur) ou  $z$  (hauteur) tout en gardant le même volume. Différentes configurations ont été testées : augmentation de la hauteur du bloc ( $2,5 \times 5 \times 10 \text{ cm}^3$ ), ou de sa longueur ( $6,25 \times 5 \times 4 \text{ cm}^3$ ) et ( $10 \times 5 \times 2,5 \text{ cm}^3$ ). La comparaison entre ces différentes dimensions est présentée sur la Figure 2.20.

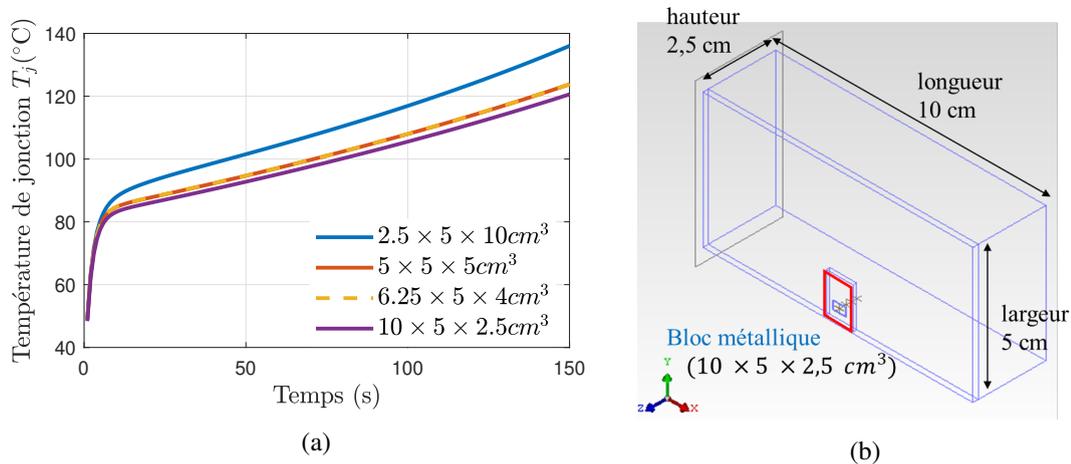


FIGURE 2.20 – (a) Température en fonction du temps avec différentes dimensions du bloc, (b) Géométrie du bloc

D'après ces simulations, on note qu'avec un même volume, et avec les conditions de simulation retenues (surfaces extérieures adiabatiques), les résultats peuvent être sensibles à la forme notamment si un côté du cube a une dimension plus grande que les autres (problématique liée à la diffusion de la chaleur dans le bloc).

### 2.5.1.c Résistance thermique de contact

Afin d'éviter la destruction du MOSFET et améliorer l'étendue de la mesure sur laquelle la mesure des pertes est possible, on ne souhaite pas que la température du composant testé augmente trop rapidement et dépasse la valeur maximale de température de jonction spécifiée. Au même titre que la conductivité thermique, la résistance thermique de l'interface thermique entre le composant et le bloc a ici un rôle très important.

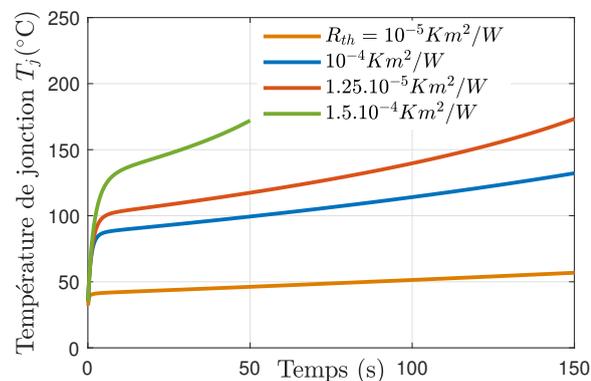


FIGURE 2.21 –  $T_j(t)$  avec différentes résistances thermiques de contact (dimension du bloc 10 cm  $\times$  5 cm  $\times$  2,5 cm)

La Figure 2.21 montre l'évolution de la température de jonction en fonction du temps avec différentes résistances thermiques de contact. Plus elle est grande, plus la température de jonction  $T_j$  augmente vite, notamment aux tous premiers instants. Sur cette figure, la résistance thermique

de  $10^{-5} \text{ K}\cdot\text{m}^2\cdot\text{W}^{-1}$  correspond à l'utilisation d'une bonne graisse thermique qui a pour défaut de ne pas permettre une isolation électrique (e.g. graisse thermique *WLPK* avec une conductivité thermique de  $10 \text{ W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$ ). Les autres valeurs correspondent à des interfaces thermiques de type élastomères permettant une isolation électrique (e.g. *Gap Pad* avec  $R_{th} = 10^{-4} \text{ K}\cdot\text{m}^2\cdot\text{W}^{-1}$ , *Sil Pad* avec  $R_{th} = 1,25\cdot 10^{-4} - 1,5\cdot 10^{-4} \text{ K}\cdot\text{m}^2\cdot\text{W}^{-1}$ , ...). Ainsi, nous voyons que le choix du matériau d'interface thermique sera déterminant pour la mise en place des méthodes proposées.

### 2.5.1.d Conditions aux limites

Cette section vise à étudier l'influence des conditions aux limites sur les performances de la méthode proposée afin de déterminer s'il est nécessaire d'isoler thermiquement le système. Avec un bloc non isolé, les conditions d'échange thermique peuvent varier d'un essai à l'autre. En outre, le coefficient de transfert thermique, qui dépend de la température, peut également évoluer.

Dans ces simulations, on suppose que les différentes faces du système ne sont plus isolées : le coefficient de transfert de chaleur représentant les échanges par convection et rayonnement peut être modifié lors de différents tests. Par exemple, un coefficient de transfert de chaleur par convection  $h$  de  $5 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$  est attribué lors de l'étape d'identification du modèle thermique et une valeur de  $15 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$  est imposée lors de l'étape de mesure des pertes.

La Figure 2.22 présente les résultats de l'estimation des pertes obtenues avec les méthodes proposées en utilisant le modèle thermique déterminé dans la première étape,  $P_{calc}$ , et les pertes de référence,  $P_{ref}$ , qui correspondent à la puissance imposée dans l'étape de mesure des pertes.

Comme on peut le remarquer, l'estimation des pertes avec la méthode 1 s'éloigne de la valeur de référence avec un écart de l'ordre de 3% après 140 s alors que les résultats obtenus avec la méthode 2 sont très proches de la référence. La méthode 2 est donc beaucoup moins sensible aux conditions aux limites car elle est basée sur la mesure de différences de température au sein du système et non sur un modèle thermique global. Ainsi, la mise en œuvre expérimentale de la première méthode nécessite un contrôle raisonnable des conditions aux limites, par exemple en fixant des matériaux isolants de très bonne performance autour du bloc.

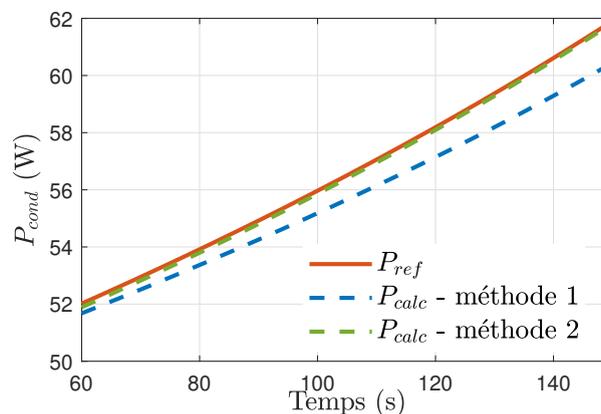


FIGURE 2.22 – Pertes en fonction du temps estimées par les deux méthodes avec prise en compte de l'échange convectif ( $h = 5 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$  pendant l'étape d'identification et  $h = 15 \text{ W}\cdot\text{m}^{-2}\cdot\text{K}^{-1}$  pendant l'étape de mesure)

## 2.5.2 Influence de l'instrumentation

### 2.5.2.a Erreurs de mesure

Il existe de nombreuses sources d'erreurs de mesure : l'effet des grandeurs d'influence externes (température, pression, ...), la précision des instruments de mesure (des capteurs de température, des amplificateurs d'instrumentation), ... Certaines erreurs de mesure sont systématiques et se répètent lors des différents essais (erreur de décalage, erreur d'échelle des instruments, ...). Ces dernières influenceront peu les résultats car elles seront identiques lors de l'étape d'identification du modèle thermique et lors de l'étape de mesure des pertes. Au contraire, les erreurs aléatoires qui entraînent des résultats différents pour une mesure répétée apparemment identique auront un impact non négligeable sur les résultats.

Pour la méthode 2, nous voyons sur la Figure 2.16 que l'écart entre les températures  $T_{b1}$  et  $T_{b2}$  mesurées aux deux points dans le bloc est relativement faible. Il est en effet ici de l'ordre de  $4^{\circ}\text{C}$ . Si l'erreur sur chaque capteur est de  $\pm 0,5^{\circ}\text{C}$ , l'erreur globale sur la différence de température sera de  $\pm 1^{\circ}\text{C}$  soit une erreur potentielle de 25% sur l'erreur d'estimation des pertes d'après l'équation (2.20).

De son côté, la méthode 1 travaille avec des écarts de température plus élevés ce qui la rend moins sensible aux erreurs de mesure de température. Si l'erreur de mesure de température est de  $\pm 1^{\circ}\text{C}$ , l'incertitude des pertes estimées est approximativement 2% et celui de la température  $T_j$  est de  $1,5^{\circ}\text{C}$ . La Figure 2.23 présente les courbes de référence (la courbe des pertes  $P_{ref}$  et celle de la température du composant  $T_{j-ref}$ ) par des lignes continues, alors que les lignes en pointillés montrent les valeurs de pertes  $P$  et de température  $T_j$  calculées avec une erreur de mesure de  $T_b$  de  $+1^{\circ}\text{C}$ . Il vaudra mieux donc utiliser une chaîne d'instrumentation la plus précise possible et la moins dépendante possible des conditions externes, notamment pour la méthode 2.

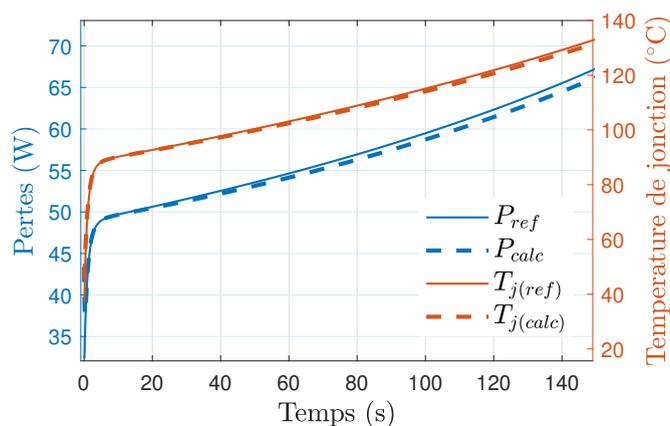


FIGURE 2.23 – Pertes du composant et température de jonction estimées par la méthode 1 avec l'influence d'une erreur de  $+1^{\circ}\text{C}$  pour les capteurs de température (le composant est en conduction avec  $I_{ds} = 14\text{ A}$ )

### 2.5.2.b Bruit de mesure

Dans la réalité, les mesures de température contiennent du bruit. Ainsi, pour prendre en compte ce phénomène, du bruit est ajouté artificiellement aux températures simulées par la fonction de

distribution normale  $\mathcal{N}(\mu, \sigma^2)$  (Figure 2.24). Dans notre cas, le bruit de mesure a une espérance  $\mu = 0$ , une déviation standard  $\sigma = 0,1$  ce qui implique que la distribution de bruit (99,7%) est comprise dans un intervalle de  $\pm 0,3^\circ\text{C}$ .

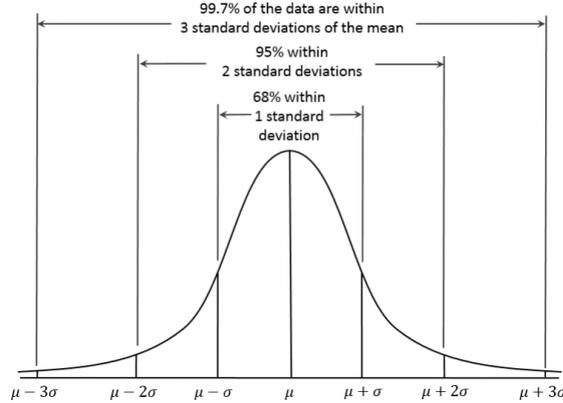
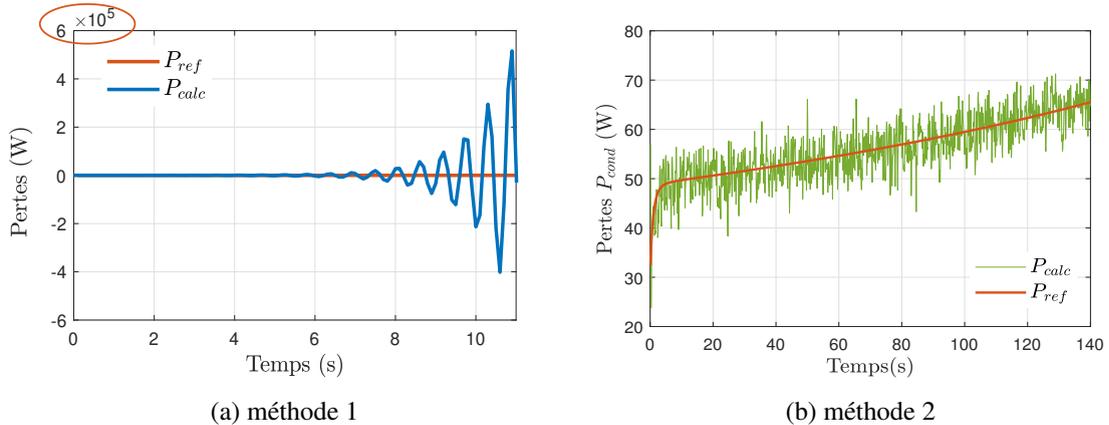


FIGURE 2.24 – Fonction gaussienne

Les bruits de mesure se traduisent par une mauvaise estimation des pertes et par conséquent, par une estimation erronée de la température de jonction pour les deux méthodes. La Figure 2.25 présente les pertes estimées par les deux méthodes dans le cas où du bruit est ajouté.

FIGURE 2.25 – Résultats des pertes en fonction du temps en présence de bruit obtenus par les deux méthodes ( $I_{ds} = 14$  A,  $D = 1$ )

Les pertes calculées par la méthode 2 sont automatiquement très bruitées, mais elles suivent toujours la valeur de référence et pourraient être filtrées, tandis que l'effet du bruit de mesure observé pour la méthode 1 est totalement différent avec très rapidement une divergence des résultats.

Pour tenter de résoudre ce problème, les températures peuvent être filtrées avant le calcul. Le bruit peut être diminué en mettant en œuvre par exemple un filtre de moyenne glissante : une moyenne est prise sur chaque combinaison de  $M$  valeurs de température consécutives bruitées (par exemple,  $M = 20$ , correspond à une moyenne glissante sur 2 s pour un pas de temps de 0,1 s).

$$T_{filtree}(n) = \frac{1}{M} \cdot \left( T\left(n + \frac{M}{2}\right) + \dots + T(n+1) + T(n) + T(n-1) + \dots + T\left(n - \frac{M}{2} + 1\right) \right) \quad (2.21)$$

Les deux méthodes donnent de relativement bons résultats avec des signaux préalablement filtrés (Figure 2.26) et un bruit gaussien. Cependant, la méthode 2 semble toutefois un peu moins

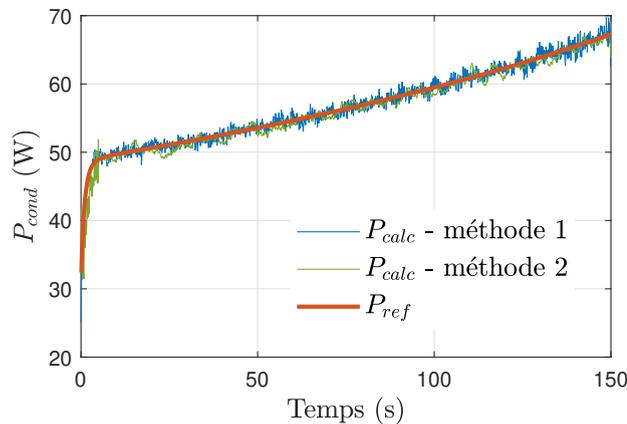


FIGURE 2.26 – Résultats des pertes par conduction obtenues par les deux méthodes après le filtrage des températures

sensible au bruit que la première. Par exemple, lorsque le bruit de mesure est augmenté (par exemple,  $\sigma = 0,2$ ), alors que son influence sur les résultats de la méthode 2 n'est pas significative, on constate parfois que les résultats divergent encore lors de l'application de la méthode 1 (similaire aux résultats sur la Figure 2.25a).

Ce phénomène est expliqué par le calcul de  $inv(\mathbf{Z})$  (2.13) qui est effectué par la méthode directe (fonction «inv» de Matlab).

$$inv(\mathbf{Z}) = \frac{1}{\mathbf{Z}} \cdot adj(\mathbf{Z}) = \frac{1}{Z_{ih}(0)^N} \cdot adj(\mathbf{Z}) \quad (2.22)$$

En effet, plus les éléments de  $Z_{ih}(0)$  sont de faible valeur et plus les éléments de  $inv(\mathbf{Z})$  peuvent prendre au contraire des valeurs élevées. Pour résoudre ce problème, il est possible d'ajouter artificiellement une petite valeur  $\varepsilon$  à l'élément  $Z_{ih}(0)$ . Cette valeur doit toutefois être suffisamment faible pour ne pas induire des erreurs trop importantes sur les résultats mais suffisamment élevée pour éviter toute divergence temporelle. Un compromis est donc à trouver.

Pour analyser l'influence de cette valeur  $\varepsilon$ , nous l'avons ajoutée à la matrice  $\mathbf{Z}$  dans le cas où la température n'était pas bruitée. Après avoir testé cette solution pour différentes valeurs de  $\varepsilon$ , on peut noter qu'après 5 s, l'incertitude des pertes estimées est inférieure à 1%, 4%, 7%, pour  $\varepsilon = 0,01$ , 0,05 et 0,1 respectivement. Comme l'erreur de calcul augmente avec  $\varepsilon$  et qu'une incertitude de 1% nous semble acceptable, nous choisissons la valeur de  $\varepsilon$  égale à 0,01.

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z} + 0,01 \cdot \mathbf{I} \quad (2.23)$$

avec  $\mathbf{I}$  la matrice identité ayant la même taille de  $\mathbf{Z}$ . Cette addition n'est pas toujours nécessaire mais elle peut permettre de résoudre le problème de divergence dans certains cas et améliorer les résultats pour d'autres cas.

### 2.5.2.c Fréquence d'échantillonnage

L'augmentation de la fréquence d'échantillonnage apporte des avantages pour les deux méthodes. D'une part, pour le cas sans bruit de mesure, en augmentant la fréquence d'échantillon-

nage, le nombre des données mesurées est plus grand, et la précision des estimations est améliorée, notamment aux premiers instants durant lesquels la température augmente rapidement (Figure 2.27). La Figure 2.28 montre l'évolution des pertes en fonction du temps obtenue par la méthode 1 en choisissant un pas de temps de 0,05 s, 0,1 s, 0,5 s et 1 s. Ces simulations effectuées dans un cas idéal (sans bruit, sans erreur de mesure) montrent que plus la valeur de pas de temps est faible, plus les résultats sont précis et plus l'estimation peut être effectuée rapidement (Figure 2.28). Par ailleurs, par son principe, la méthode 2 ne permet pas de récupérer les pertes aux premiers instants de l'échauffement, à faible température, et cela, même en augmentant la fréquence d'échantillonnage.

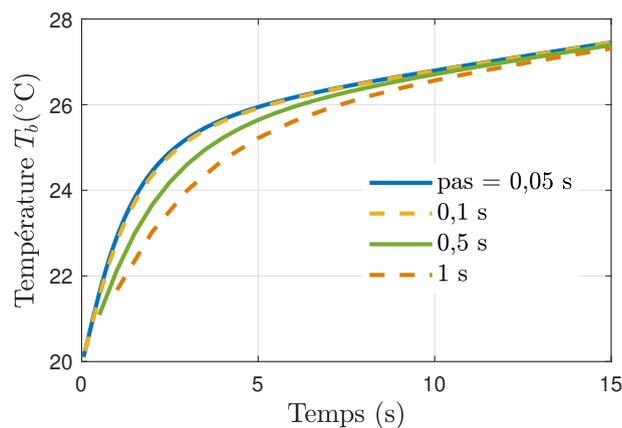


FIGURE 2.27 – Température  $T_b$  en fonction du temps avec différents pas de temps

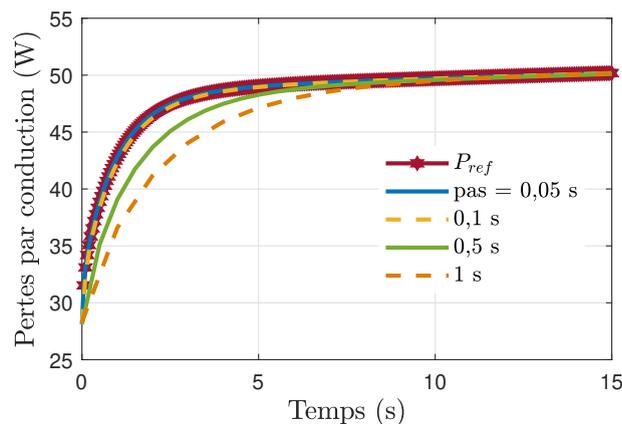


FIGURE 2.28 – Évolution des pertes en fonction du temps calculée par la première méthode, dans un cas idéal, avec différents pas de temps

D'autre part, quand le signal est bruité, l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage permet de faire des moyennes sur un nombre plus élevé de points et donc de diminuer indirectement l'influence du bruit après filtrage.

Toutefois, il existe toujours des problèmes de divergence avec la méthode 1 ce qui implique d'utiliser une technique comme celle présentée précédemment pour assurer la convergence des résultats.

### 2.5.3 Comparaison entre les deux méthodes

Les deux méthodes proposées présentent chacune des intérêts et des inconvénients. Dans un cas idéal (sans bruit et sans erreur de mesure), les simulations montrent des résultats d'estimation des pertes satisfaisants. Le Tableau 2.2 présente la comparaison des deux méthodes ainsi que leurs intérêts et inconvénients respectifs dans des cas non idéaux.

TABLE 2.2 – Comparaison entre les deux méthodes

	<b>Méthode basée sur l'impédance thermique</b>	<b>Méthode basée sur une différence de température</b>
Conditions thermiques aux limites	Très influencée par les conditions aux limites. Nécessite l'utilisation d'une isolation.	Peu influencé par les conditions aux limites.
Erreur de mesure de température $T_{b1}$ et $T_{b2}$	Moins sensible que l'autre méthode. Nécessite de travailler avec des écarts de températures de plusieurs dizaines de °C.	Très sensible aux erreurs de mesure de température.
Bruit de mesure	Très sensible au bruit de mesure. Nécessité de traiter les données pour obtenir des résultats convergents.	Moins sensible que l'autre méthode mais nécessite quand même un filtrage des données.
Fréquence d'échantillonnage	Augmenter la fréquence d'échantillonnage pour élargir la plage de mesure et améliorer le filtrage des signaux.	Permet de mieux filtrer les signaux.

Ce tableau montre que ces deux méthodes induisent des contraintes de mise en œuvre très différentes (bruit de mesure et fréquence d'échantillonnage pour l'une et précision des mesures de température sur l'autre). En outre, le traitement numérique simple de la deuxième méthode est un atout par rapport aux équations de convolution relativement complexes de la méthode basée sur l'impédance thermique.

En conclusion, les deux méthodes proposées ont montré des résultats extrêmement intéressants pour l'estimation des pertes d'un composant dans un cas d'étude idéal mais également dans un cas non-idéal avec certaines contraintes.

Cependant, comme un circuit de puissance contient normalement au moins deux composants semi-conducteurs pour réaliser une cellule de commutation, nous essayons d'utiliser ces méthodes afin d'estimer simultanément les pertes de plusieurs composants. Pour mesurer les pertes dans ces composants le plus simple est de mettre un bloc sous chaque composant en prenant le soin de bien isoler thermiquement (et électriquement) les blocs entre eux. Toutefois, pour simplifier la mise en œuvre, il pourrait être intéressant de fixer les deux composants sur le même bloc (en gérant bien l'isolation électrique entre les composants et le bloc).

La difficulté de cette solution est liée au couplage thermique qui existe alors entre les deux composants. Dans ce cas, la question à laquelle nous proposons de répondre dans la partie suivante est de savoir si les deux méthodes proposées peuvent encore être utilisées afin d'estimer les pertes dans plusieurs composants disposés sur le bloc.

## 2.6 Évaluation des méthodes pour plusieurs composants sur un même bloc

### 2.6.1 Principe

Dans ce paragraphe, la configuration du système est modifiée avec l'utilisation de deux composants sur le même bloc (Figure 2.29). Afin d'estimer les pertes de plusieurs composants, les deux méthodes proposées sont utilisées. Comme la température sous chaque composant dépend de plusieurs sources de chaleur, il est nécessaire de définir des modèles thermiques pour ce nouveau système prenant en compte ces différentes sources de chaleur et leurs couplages.

Pour être plus précis, un exemple sera présenté avec deux composants identiques placés sur un seul bloc. Le modèle thermique étendu sera déterminé tout d'abord par la méthode 1 basée sur l'impédance thermique. Puisque les paramètres inconnus dans ce cas deviennent plus nombreux (deux puissances  $P_1$  et  $P_2$ ), les points de mesure de température dans le bloc doivent également être augmentés. Les mesures des températures  $T_{b1}$  et  $T_{b2}$  sont effectuées respectivement au-dessous du composant sous-test  $S_1$  et du composant  $S_2$ . Leur position est illustrée sur la Figure 2.29. Les conditions de test sont les mêmes que celles présentées dans la section 2.3.2.

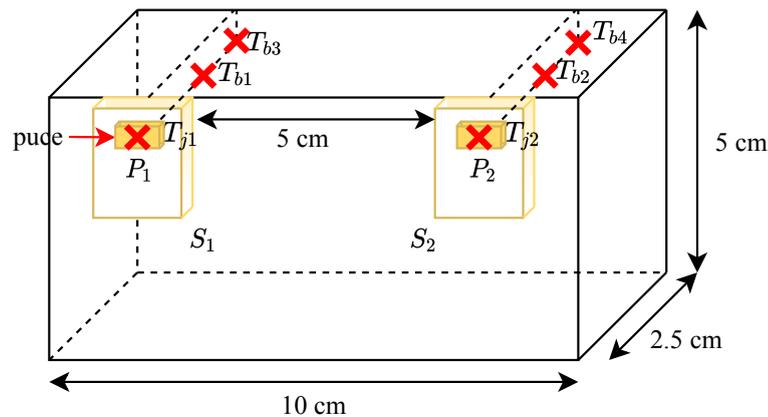


FIGURE 2.29 – Modèle de simulation pour deux composants mis sur un même bloc

On définit les paramètres suivants :

- $P_1$  et  $P_2$  sont les pertes dans les composants  $S_1$  et  $S_2$  respectivement ;
- $Zth_{i1}$  est l'impédance thermique du point de mesure  $i$  ( $i = 1, 2$ ), et est définie comme le rapport de l'augmentation de la température au point  $i$  à la puissance  $P_1$  (quand  $P_1$  est constante) ;
- $Zth_{i2}$  est l'impédance thermique du point de mesure  $i$ , définie comme le rapport de l'augmentation de la température au point  $i$  à la puissance  $P_2$  (quand  $P_2$  est constante).

Au total, l'évolution de la température pour chaque point de mesure  $i$  ( $i = 1, 2$ ) est reliée à la puissance dissipée par les composants  $P_k$  ( $k = 1, 2$ ) par une combinaison des impédances thermiques  $Zth_{ik}$ . Dans ce cas, il est nécessaire de déterminer dans un premier temps les combinaisons  $(Zth_{11}, Zth_{12})$  et  $(Zth_{21}, Zth_{22})$  pour deux points de mesure  $i$  en effectuant deux simulations.

Comme les fonctions  $P$  et  $Zth_b$  sont supportées uniquement sur  $[0, \infty)$  (c'est-à-dire zéro pour

les arguments négatifs), l'équation (2.1) peut être réécrite comme une équation de convolution :

$$\theta_b = Zth_b * P \quad (2.24)$$

Remplaçant  $\theta_b$  par  $\theta_{bi}$ ,  $P$  par  $P_k$  et  $Zth_b$  par  $Zth_{ik}$ , les équations suivantes sont présentées sous la forme de l'opération de convolution.

Lors d'une première simulation, on considère que seul le composant  $S_1$  dissipe des pertes constantes  $P_A$  ( $P_1 = P_A$ ), tandis que  $S_2$  ne fonctionne pas ( $P_2$  est nulle). Alors, l'évolution des températures dépend seulement de la puissance  $P_1$ . Donc, la relation entre la puissance  $P_1$  et les températures  $T_{b1}$ ,  $T_{b2}$  peut être présentée par les équations suivantes :

$$\theta_{b1} = T_{b1} - T_{b1}(0) = Zth_{11} * P_1 \quad (2.25)$$

$$\theta_{b2} = T_{b2} - T_{b2}(0) = Zth_{21} * P_1 \quad (2.26)$$

Ensuite, la simulation est effectuée à nouveau en intervertissant cette fois les sources de pertes, c'est-à-dire que  $P_1$  est nulle alors que  $P_2$  est égale à  $P_A$ . On peut alors identifier les dérivées des impédances  $Zth_{12}$  et  $Zth_{22}$  comme suit :

$$\theta_{b1} = T_{b1} - T_{b1}(0) = Zth_{12} * P_2 \quad (2.27)$$

$$\theta_{b2} = T_{b2} - T_{b2}(0) = Zth_{22} * P_2 \quad (2.28)$$

Pour des raisons de simplification des calculs, les deux composants testés ont été choisis identiques et disposés symétriquement sur le bloc. Ainsi, certaines impédances thermiques calculées dans les deux simulations sont égales :  $Zth_{11} = Zth_{22}$  et  $Zth_{21} = Zth_{12}$ .

Le système étant linéaire, nous avons donc la relation (2.29) dans le cas où les deux sources de puissance sont non nulles :

$$\theta_{b1} = Zth_{11} * P_1 + Zth_{12} * P_2 \quad (2.29)$$

Comme il n'y a pas de propriété particulière de point de mesure  $T_{b1}$ , cette relation peut donc être appliquée à tous les autres points du système, y compris les jonctions des composants qui ont des températures  $T_{j1}$  et  $T_{j2}$ . Néanmoins, il est préférable de choisir les points de mesure  $T_{bi}$  le plus proche possible du composant afin que l'augmentation de la température ne soit pas trop faible et donc ainsi moins sensible aux erreurs ou aux bruits de mesure.

## 2.6.2 Mise en œuvre sur un cas simple et généralisation avec la méthode 1

Dans cette partie, les deux composants supposés en fonctionnement normal sont le siège de pertes dissipées différentes et variables avec le temps (dépendantes de la température de jonction) comme indiqué à la Figure 2.30, les évolutions des pertes avec la température ayant été choisies arbitrairement.

Pour estimer les pertes dissipées par ces deux composants, les températures  $T_{b1}$  et  $T_{b2}$  sont mesurées aux mêmes points que lors de l'étape précédente (Figure 2.31a) ; puis ces valeurs et les impédances thermiques déterminées précédemment sont appliquées aux équations suivantes :

$$\theta_{b1} = Zth_{11} * P_1 + Zth_{12} * P_2 \quad (2.30)$$

$$\theta_{b2} = Zth_{21} * P_1 + Zth_{22} * P_2 \quad (2.31)$$

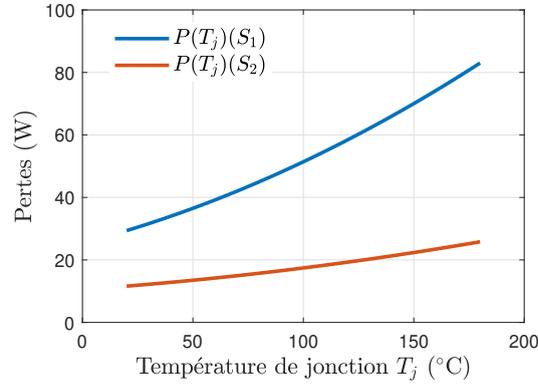


FIGURE 2.30 – Pertes en fonction de la température de jonction de deux composants

Comme expliqué au paragraphe 2.2.1, on peut analyser numériquement l'équation (2.30) par :

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} \theta_{b1}(0) \\ \theta_{b1}(1) \\ \dots \\ \theta_{b1}(N) \end{bmatrix} &= \underbrace{\begin{bmatrix} Z_{th11}(0) & 0 & \dots & 0 \\ Z_{th11}(1) & Z_{th11}(0) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ Z_{th11}(N) & Z_{th11}(N-1) & \dots & Z_{th11}(0) \end{bmatrix}}_{\mathbf{Z}_{11}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} P_1(0) \\ P_1(1) \\ \dots \\ P_1(N) \end{bmatrix}}_{\mathbf{p}_1} \cdot \delta\tau \\
 &+ \underbrace{\begin{bmatrix} Z_{th12}(0) & 0 & \dots & 0 \\ Z_{th12}(1) & Z_{th12}(0) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ Z_{th12}(N) & Z_{th12}(N-1) & \dots & Z_{th12}(0) \end{bmatrix}}_{\mathbf{Z}_{12}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} P_2(0) \\ P_2(1) \\ \dots \\ P_2(N) \end{bmatrix}}_{\mathbf{p}_2} \cdot \delta\tau \\
 &\Rightarrow \boldsymbol{\theta}_{b1} = (\mathbf{Z}_{11} \cdot \mathbf{p}_1 + \mathbf{Z}_{12} \cdot \mathbf{p}_2) \cdot \delta\tau \\
 &\Rightarrow \boldsymbol{\theta}_{b1} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{11} & \mathbf{Z}_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \end{bmatrix} \cdot \delta\tau
 \end{aligned}$$

Le même type de développement peut être mis en œuvre pour l'équation (2.31). En résumé, afin de calculer les pertes  $P_1$  et  $P_2$  il faut donc résoudre l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{\theta}_{b1} \\ \boldsymbol{\theta}_{b2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{11} & \mathbf{Z}_{12} \\ \mathbf{Z}_{21} & \mathbf{Z}_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \end{bmatrix} \cdot \delta\tau \quad (2.32)$$

Pour estimer l'évolution des températures de jonction de ces composants, il est nécessaire d'identifier également les impédances thermiques  $Z_{th_{j11}}$  et  $Z_{th_{j21}}$ , reliant la puissance  $P_1$  aux températures de jonction  $T_{j1}$  et  $T_{j2}$ . Ainsi,  $Z_{th_{j12}}$ ,  $Z_{th_{j22}}$  sont considérées comme l'augmentation des températures  $T_{j1}$  et  $T_{j2}$  quand la puissance  $P_2$  est de 1 W. Après avoir obtenu les pertes calculées  $P_1$  et  $P_2$ , le calcul des températures de jonction est assez simple :

$$\boldsymbol{\theta}_{j1} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{j11} & \mathbf{Z}_{j12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \end{bmatrix} \cdot \delta\tau \quad (2.33)$$

$$\boldsymbol{\theta}_{j2} = \begin{bmatrix} \mathbf{Z}_{j21} & \mathbf{Z}_{j22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \end{bmatrix} \cdot \delta\tau \quad (2.34)$$

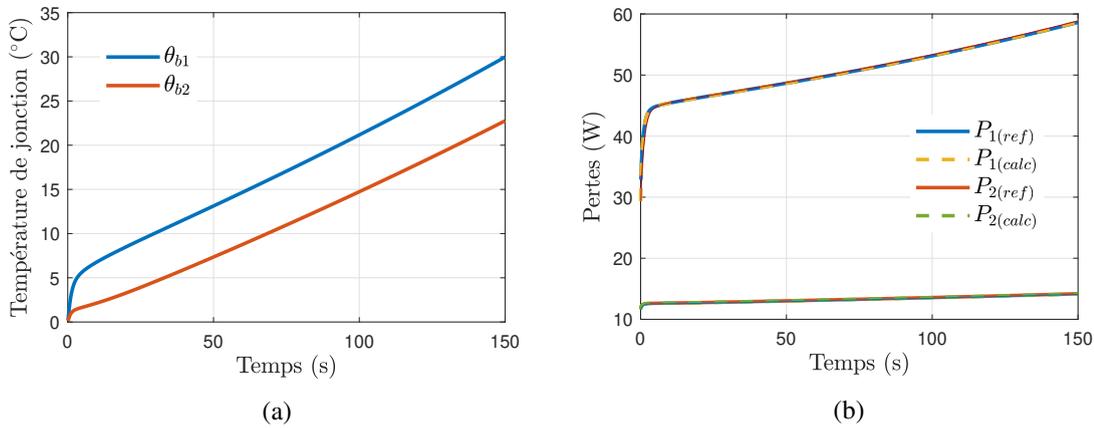


FIGURE 2.31 – (a) Évolution des températures  $T_{b1}$  et  $T_{b2}$ , (b) Pertes dissipées par les deux composants  $S_1$  et  $S_2$  déterminées par la méthode 1 et leurs références

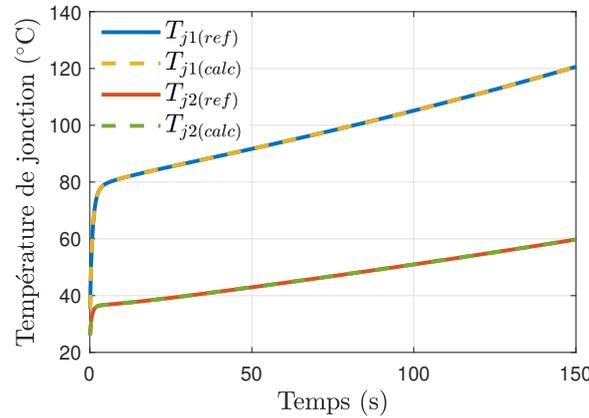


FIGURE 2.32 – Température de jonction des deux composants en fonction du temps

Les résultats proposés dans les Figure 2.31b et Figure 2.32 montrent que les pertes estimées et les températures de jonctions déterminées par cette méthode suivent bien les valeurs de références. De plus, l'équation (2.32) peut être généralisée pour N variables, cas correspondant à N composants mis sur un même bloc.

$$\begin{bmatrix} \theta_{b1} \\ \theta_{b2} \\ \dots \\ \theta_{bN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \dots \\ p_N \end{bmatrix} \cdot \delta\tau \quad (2.35)$$

### 2.6.3 Mise en œuvre avec la méthode 2

Pour la méthode 2, il est nécessaire de mesurer la température pour au moins quatre points ( $T_{b3}$  et  $T_{b4}$  sont mesurés dans le bloc, respectivement à 2 mm en-dessous de  $T_{b1}$  et  $T_{b2}$ , comme cela est illustré sur la Figure 2.29) et pour différentes valeurs de pertes constantes  $P_A$  afin de déduire les

coefficients  $a_{ik}$  (où  $i = 1, 2$  et  $k = 1, 2$ ). A partir de l'équation (2.18), on a la formule (2.36) avec deux sources de puissance  $P_1$  et  $P_2$  non nulles :

$$\Delta T_{13}(t) = a_{11} \cdot P_1(t) + a_{12} \cdot P_2(t) \quad (2.36)$$

Afin de calculer les pertes  $P_1$  et  $P_2$ , on utilise l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \Delta T_{13} \\ \Delta T_{24} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

Les calculs dans ce cas sont plus simples, en revanche la difficulté réside au niveau de la mesure des différences de température. En effet, comme les écarts de température  $\Delta T_{13}$ ,  $\Delta T_{24}$  sont faibles, les incertitudes dans l'équation (2.37) deviennent importantes et induisent des erreurs sur l'estimation des pertes ( $\approx 1\%$  après 5 s) et de la température de jonction ( $1^\circ\text{C}$ ) supérieures à celles de la méthode 1. La Figure 2.33 montre les pertes et la température du composant  $S_2$  qui sont plus faibles afin de mieux observer l'erreur de calcul. L'erreur obtenue dans ce cas est approximativement égale à celle présentée dans la section 2.4.2.

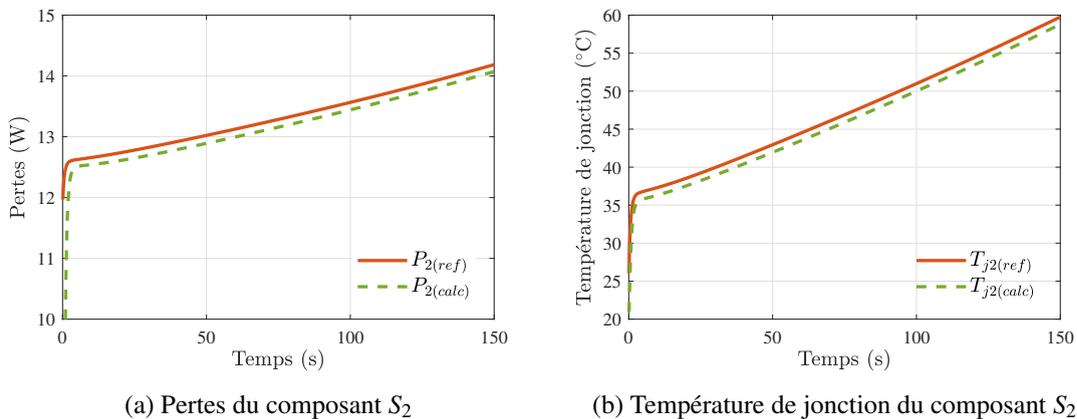


FIGURE 2.33 – Comparaison entre les résultats obtenus par la méthode 2 et la référence

Ainsi, dans le cas où plusieurs composants sont placés sur un même bloc, il est possible de calculer les pertes et les températures de jonction en utilisant le principe de la méthode basée sur l'impédance thermique. Cependant, le nombre de données à mettre en place pour ce calcul est une des difficultés pour la mise en pratique (par ex : 10.000 données pour un point de mesure, donc pour dix points de mesure il faut traiter 100.000 données). Il est donc nécessaire de limiter le bruit de mesure et la fréquence d'échantillonnage pour ne pas dépasser la capacité du logiciel de calcul.

## 2.7 Conclusion

Deux méthodes d'estimation des pertes basées sur des mesures de température en régime instationnaire ont été proposées. La première est basée sur la notion d'impédance thermique, et la seconde sur la relation entre la puissance et la différence de température entre deux points du système du bloc sur lequel le composant est monté.

Les deux méthodes proposées découlent d'autres méthodes calorimétriques et les améliorent sur plusieurs points :

- Le temps de mesure est plus court que celui des méthodes calorimétriques conventionnelles
- Les pertes sont estimées en fonction de la température de jonction du composant
- Une généralisation de ces méthodes à un composant multi-puces ou à plusieurs composants est envisageable.

Outre l'évaluation des deux méthodes, des simulations thermiques avec le logiciel FloTHERM ont permis d'analyser l'influence des paramètres physiques du système et des erreurs/bruits de mesure sur les résultats obtenus. La comparaison entre les deux méthodes a été effectuée et est résumée dans le Tableau 2.2 sur la base de l'impact de ces paramètres et des contraintes de mise en œuvre pour améliorer ces influences négatives : tandis que la méthode basée sur l'impédance thermique est plus sensible aux conditions aux limites, la deuxième méthode nécessite une haute précision des mesures de température. De plus, le traitement numérique n'est pas le même pour ces deux méthodes, celui de la méthode basée sur la différence de température étant plus simple.

Les méthodes proposées peuvent donner de très bons résultats si on prend soin de minimiser la résistance thermique de contact, d'isoler thermiquement le système expérimental et d'utiliser une chaîne d'instrumentation de haute précision avec une fréquence d'échantillonnage appropriée. En outre, le post-traitement du signal réduit également l'influence du bruit de mesure.

En appliquant ces conditions, le chapitre suivant sera consacré à la mise en œuvre d'une démarche expérimentale permettant de vérifier la faisabilité des méthodes proposées.

## Chapitre 3

# Validation de la méthode en conduction

### SOMMAIRE

3.1	INTRODUCTION . . . . .	62
3.2	MÉTHODOLOGIE DES ESSAIS EXPÉRIMENTAUX . . . . .	62
3.2.1	Circuit de mesure de la température . . . . .	62
3.2.2	Conception du banc de test, partie mécanique . . . . .	66
3.3	CHOIX ET CALIBRATION DES PARAMÈTRES ÉLECTRIQUES THERMOSENSIBLES . . . . .	67
3.3.1	Tension grille-source $V_{gs,Ids}$ . . . . .	67
3.3.2	Résistance à l'état passant $R_{dson}(T_j)$ . . . . .	70
3.4	IDENTIFICATION DU MODÈLE THERMIQUE POUR LA MÉTHODE BASÉE SUR L'IMPÉDANCE THERMIQUE . . . . .	73
3.4.1	Cas où la puissance dissipée est constante : utilisation du TSEP $V_{gs,Ids}$ . . . . .	73
3.4.2	Cas où la puissance dissipée n'est pas constante : utilisation du TSEP $R_{dson}$ . . . . .	75
3.5	VALIDATION EXPÉRIMENTALE DE LA MÉTHODE BASÉE SUR L'IMPÉDANCE THERMIQUE . . . . .	77
3.5.1	Estimation des pertes . . . . .	77
3.5.2	Estimation de la température du composant . . . . .	80
3.6	VALIDATION DE LA MÉTHODE CALORIMÉTRIQUE BASÉE SUR LA DIFFÉRENCE DE TEMPÉRATURE ENTRE DEUX POINTS DU BLOC . . . . .	82
3.6.1	Identification et validation . . . . .	82
3.6.2	Estimation de la température de jonction durant le fonctionnement du composant . . . . .	84
3.7	ANALYSE DES ERREURS D'ESTIMATION . . . . .	85
3.8	CONCLUSION . . . . .	86

### Résumé

*Dans ce chapitre, les méthodes proposées sont validées par des tests expérimentaux dans lesquels le composant sous test fonctionne en mode de conduction seulement. Après une courte introduction, la méthodologie des tests et le banc d'essai sont décrits dans la section 2. La section 3 est consacrée à une calibration de deux paramètres électriques thermosensibles qui servent à déterminer la température de jonction du composant dans des conditions spécifiques. L'identification du modèle thermique est détaillée dans la section qui suit, puis les validations expérimentales à proprement parler sont présentées dans les sections 5 et 6. Enfin, une analyse de l'erreur d'estimation est proposée dans la dernière partie, elle permet d'évaluer les facteurs affectant les résultats de l'estimation des pertes ou de la température de jonction du composant.*

### 3.1 Introduction

Bien que les méthodes proposées semblent bien fonctionner en simulation, il n'y a aucune garantie quant à leur faisabilité en pratique, avec des conditions de test non-idéales, des problèmes d'erreurs/ bruits de mesure et de potentiels facteurs d'influence externes qui n'auraient pas été pris en compte. La mise en œuvre des essais expérimentaux est donc une étape indispensable pour valider ces méthodes. Toutefois, les tests proposés dans ce chapitre ne seront faits que dans des conditions de conduction du composant (pas de commutation). En effet, dans ces conditions, la validation expérimentale est simplifiée car les pertes dans le composant sont très faciles à obtenir par des mesures électriques et elle s'affranchit également des difficultés de mesure liées à un environnement électromagnétique très contraignant. Nous verrons également que ces conditions permettent une estimation relativement aisée de la température de jonction du composant. La validation de la méthode proposée dans un environnement de commutation sera étudiée au chapitre 4.

### 3.2 Méthodologie des essais expérimentaux

La vérification expérimentale des méthodes proposées se fait en trois étapes. Tout d'abord, un paramètre électrique thermosensible (TSEP) est étalonné en fonction de la température de jonction du composant. Ensuite, en mesurant l'évolution des températures au sein du système (température de jonction estimée avec le TSEP et températures dans le bloc), dans des conditions spécifiques, le modèle thermique du système est identifié. Enfin, les méthodes proposées sont appliquées lorsque le composant est maintenu dans un état de conduction et que la puissance imposée évolue au cours du temps. Basé sur la mesure électrique de la tension drain-source et du courant à travers le composant, la puissance dissipée par le composant est facile à déterminer. De plus, la mesure d'un TSEP en fonction du temps permet de remonter à la température de jonction lors du test. Enfin les valeurs de pertes et température de jonction estimées électriquement peuvent être comparées aux résultats obtenus en mettant en œuvre les deux méthodes calorimétriques dynamiques proposées.

Nous allons maintenant décrire le principe de base de notre banc expérimental en commençant par discuter de la mesure de la température du bloc métallique.

#### 3.2.1 Circuit de mesure de la température

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, les capteurs pour les mesures de température du bloc doivent respecter deux conditions :

- ils doivent avoir une dynamique relativement rapide et être peu intrusifs, ce qui impose de choisir un élément de mesure de petite taille,
- ils doivent avoir une très bonne précision et résolution car l'élévation de température dans le bloc n'est que de quelques °C.

La mise en œuvre des thermocouples étant très difficile si l'on veut une précision inférieure à 0,5°C, nous avons décidé de travailler avec des sondes de température résistives miniatures en platine. Elles peuvent être conditionnées de manière relativement simple afin d'avoir des erreurs de température inférieures à 0,1°C.

### 3.2.1.a Thermomètre à résistance de platine

Le thermomètre à résistance de platine (PRT - Platinum Resistance Thermometer) est un dispositif qui permet de mesurer la température et dont le principe est basé sur la variation de la résistivité électrique du platine avec la température. Ce dispositif offre une excellente précision sur une large plage de températures (de  $-200$  à  $+850^{\circ}\text{C}$ ). Contrairement aux thermocouples, il n'est pas nécessaire d'utiliser des câbles spéciaux pour se connecter au capteur.

La relation entre la température et la résistance du platine est approximativement linéaire sur une petite plage de température. Pour une mesure de précision, il est nécessaire prendre en compte la non linéarité de la résistance avec la température. La définition la plus récente de la relation entre la résistance et la température est basée sur l'échelle internationale de température de 1990 (EIT-90). Cette relation est présentée ci-dessous :

$$R(T) = R(0) \cdot (1 + A \cdot T + B \cdot T^2 + C \cdot (T - 100) \cdot T^3) \quad (3.1)$$

où  $R(T)$  est la résistance à la température  $T$ ,  $R(0)$  est la résistance à  $0^{\circ}\text{C}$ , et  $A = 3,9083 \cdot 10^{-3} \text{C}^{-1}$ ,  $B = -5,775 \cdot 10^{-7} \text{C}^{-2}$ ,  $C = -4,183 \cdot 10^{-12} \text{C}^{-4}$  (en dessous de  $0^{\circ}\text{C}$ ), ou  $C = 0$  (au-dessus de  $0^{\circ}\text{C}$ ).

Le type le plus commun de résistance de platine est la sonde Pt100. Elle a une résistance de  $100 \Omega$  à  $0^{\circ}\text{C}$  et de  $138,4 \Omega$  à  $100^{\circ}\text{C}$ . Il existe également des capteurs Pt1000 ayant une résistance de  $1000 \Omega$  à  $0^{\circ}\text{C}$ .

Pour un capteur Pt100, comme la variation de la résistance pour une élévation de température de  $1^{\circ}\text{C}$  est très faible (de  $0,384 \Omega$ ), une petite erreur sur la mesure de résistance (par exemple, due à la résistance des fils conduisant au capteur) peut entraîner une erreur importante sur l'estimation de la température. Pour limiter ce problème, différents montages dits « 3 fils » et « 4 fils » sont généralement mis en œuvre. Le montage « 3 fils » est le plus couramment utilisé dans l'industrie car c'est le meilleur compromis entre le coût et la précision ; il fonctionne sur la supposition que la résistance de chacun des trois fils est la même ( $V_{Pt100} = V_1 - V_2$  - Figure 3.1a). Le montage le plus précis est le montage quatre fils : deux fils fournissent le courant d'excitation et deux fils permettent la mesure de la tension au plus proche de l'élément résistif (Figure 3.1b) ce qui permet de ne pas prendre en compte la résistance des fils entre la source de courant et le capteur Pt100. Il est nécessaire pour cela que l'impédance d'entrée du dispositif de mesure de la tension soit très grande devant la résistance à mesurer. Le courant traversant le capteur provoque un certain échauffement de l'élément sensible, donc la valeur du courant choisi doit être suffisamment faible, et souvent de l'ordre de  $0,1-1 \text{ mA}$ , si l'on veut limiter l'erreur de mesure due à cet échauffement.

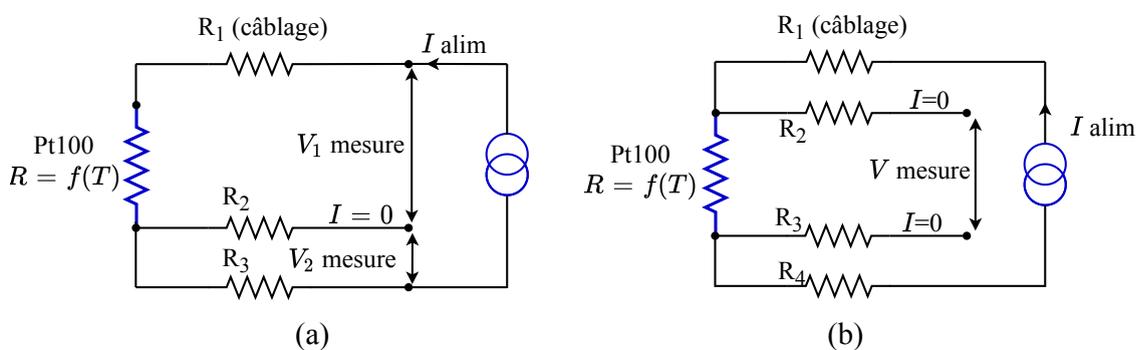


FIGURE 3.1 – Mise en oeuvre d'une sonde Pt100 (a) Montage trois fils, (b) Montage quatre fils

Les mesures de température présentées dans ce document sont effectuées avec une sonde Pt100 miniature à quatre fils (Figure 3.2), dont le diamètre est de 1 mm, et le domaine de température mesurée va de  $-75^{\circ}\text{C}$  à  $350^{\circ}\text{C}$ . La tolérance de l'élément sensible est de  $\pm 0,15^{\circ}\text{C}$  (à  $0^{\circ}\text{C}$ ) à  $\pm 0,35^{\circ}\text{C}$  (à  $100^{\circ}\text{C}$ ) (classe A selon norme NF EN 60751).



FIGURE 3.2 – Sonde Pt100 miniature [ref : 515-122] (<https://www.tcdirect.fr/>)

### 3.2.1.b Conditionnement et calibration

Le schéma du circuit de conditionnement mis en œuvre est présenté sur la Figure 3.3. Comme le courant traversant le capteur est assez faible (0,1-1 mA), la tension de sortie aux bornes du capteur Pt100 est également faible (0,01 - 0,1 V pour  $100\ \Omega$ ) et sa mesure peut être difficile, notamment si l'on cherche à avoir une bonne résolution. Un faible courant de 0,1 mA est imposé par une source de courant (Series 2400 Source Meter Unit Instruments, *Keithley*) avec une précision de  $\pm (0,031\% + 20\ \text{nA})$ . Un amplificateur d'instrumentation (ISL28534, *Intersil*) avec un gain de 100 est donc placé à la sortie pour amplifier cette tension. Il a été choisi afin de faire un compromis entre précision et bande passante : tension d'offset en entrée faible ( $0,62\ \mu\text{V}$ ), erreur de gain faible ( $\pm 0,05\text{-}0,3\%$ ) et bande passante suffisante pour notre application (23 kHz). La sortie de l'amplificateur est connectée à un filtre RC passe-bas afin de limiter le bruit de mesure.

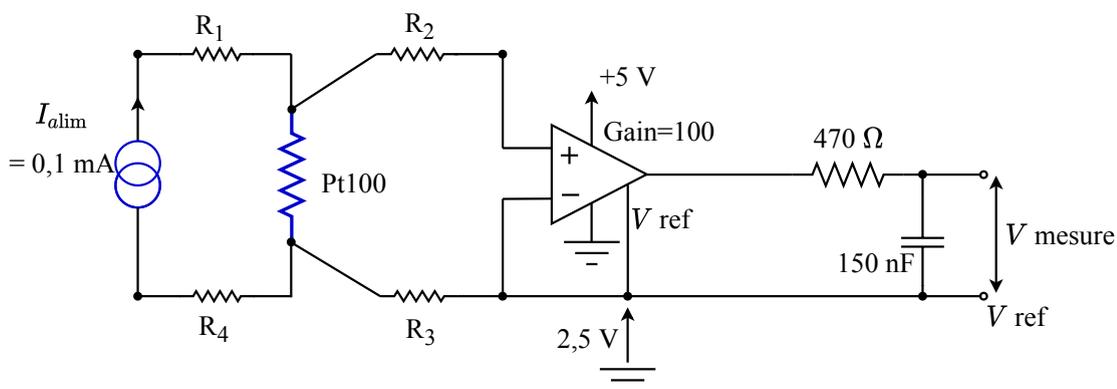


FIGURE 3.3 – Schéma du circuit de mesure de température

Au lieu d'utiliser l'équation (3.1) pour trouver la relation entre la température et la résistance du platine dans le capteur Pt100, nous avons réalisé un pré-calibrage afin d'améliorer la précision des mesures. Une sonde Pt100 de référence (*TC Direct, ref : 515-725*) avec un diamètre de 6 mm est utilisée pour étalonner les capteurs utilisés dans les tests expérimentaux grâce à son excellente précision. Cette sonde permet en effet d'effectuer des mesures de température très précises (la

précision de l'élément sensible platine est de  $\pm 0,03^{\circ}\text{C}$  à  $0^{\circ}\text{C}$ ). L'étendue de température mesurée va de  $-50^{\circ}\text{C}$  à  $250^{\circ}\text{C}$ .

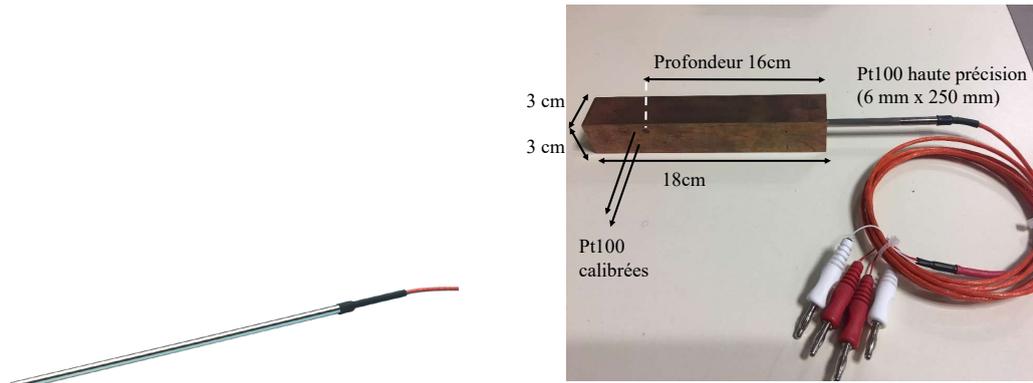


FIGURE 3.4 – Sonde Pt100 haute précision (6 mm x 250 mm) [ref : 515-725] (<https://www.tcdirect.fr/>)

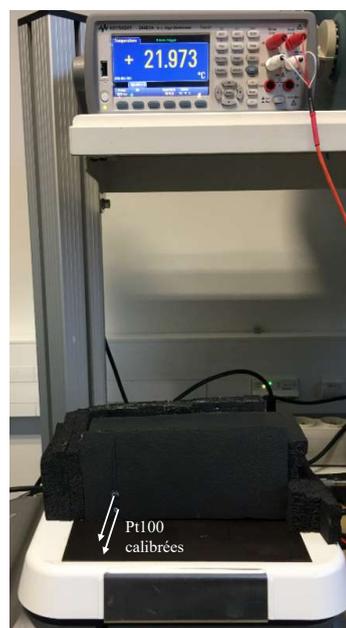


FIGURE 3.5 – Système de calibration des sondes Pt100

Cette sonde de référence est insérée dans une barre en cuivre avec une profondeur de 160 mm (Figure 3.4). Elle est raccordée à un multimètre numérique (34461A, *Keysight*) permettant de faire des mesures 4 fils avec une précision de  $\pm 0,05^{\circ}\text{C}$ . Deux sondes Pt100 miniatures sont insérées également dans cette barre de sorte que leur élément sensible soit logé près de la position de celle

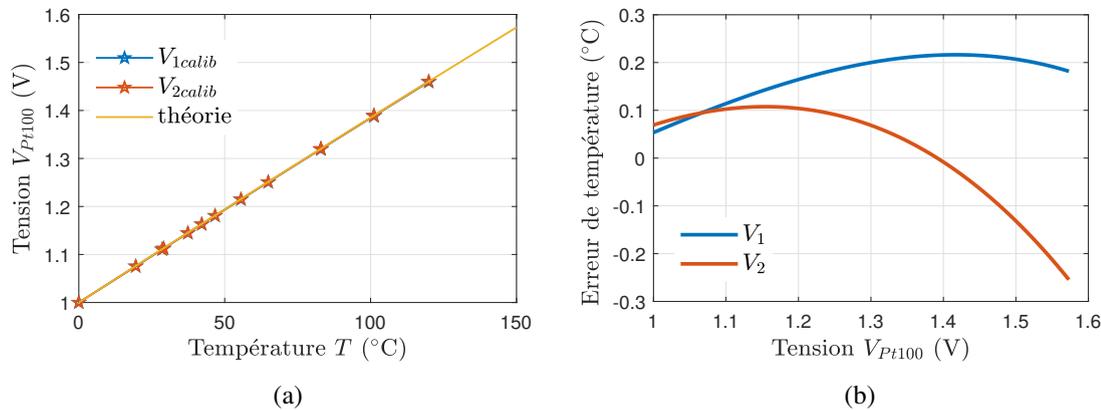


FIGURE 3.6 – (a) Calibration de la tension de sortie du capteur Pt100 avec la température, (b) et leurs erreurs

de la sonde de référence. La graisse thermique (S606C, *t-Global Technology*) est appliquée sur ces sondes pour assurer un bon contact thermique avec le bloc. Une plaque chauffante est utilisée pour contrôler la température. La barre métallique est mise sur la plaque chauffante en isolant toute sa surface extérieure par des couches isolantes (Figure 3.5). Cette couche isolante associée à un temps d'attente de 30 minutes entre chaque mesure permet de s'assurer que la température dans le bloc de cuivre est la plus homogène possible.

La Figure 3.6a présente les tensions de sortie des deux sondes Pt100 conditionnées et calibrées en fonction de la température et la comparaison entre ces deux courbes et la valeur théorique basée sur l'équation (3.1). A chaque valeur de la tension  $V_{Pt100}$ , la température déduite à partir de deux courbes  $V_{1calib}(T)$  et  $V_{2calib}(T)$  est comparée avec celle de référence. La différence entre ces valeurs illustrée sur la Figure 3.6b peut être expliquée soit par une variation au niveau de l'élément sensible, soit par une différence entre les circuits de conditionnement. Néanmoins, cette différence est faible (environ  $\pm 0,3^\circ\text{C}$  pour  $150^\circ\text{C}$ ), ce qui correspond à la tolérance donnée par le constructeur.

### 3.2.2 Conception du banc de test, partie mécanique

Pour vérifier la méthode proposée, un montage expérimental est réalisé avec un MOSFET de puissance (IRF640N, *Fairchild*) vissé sur un bloc de cuivre de taille  $10\text{ cm} \times 5\text{ cm} \times 2,5\text{ cm}$ . Toutes les faces extérieures du système (bloc-composant) sont isolées thermiquement par des couches isolantes (*HT/Armaflex*,  $0,045\text{ W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$  de conductivité thermique, 4,4 cm d'épaisseur) (Figure 3.7). De la graisse thermique (S606C, *t-Global Technology*) de conductivité thermique  $5\text{ W}\cdot\text{m}^{-1}\cdot\text{K}^{-1}$ , est insérée entre le composant et le bloc pour minimiser la résistance thermique de contact. Le composant est mis au milieu de la plus grande surface du bloc de sorte la dissipation de la chaleur soit plus aisée. Dans tous les cas, la pré-caractérisation et les mesures doivent être effectuées dans les mêmes conditions afin de limiter les erreurs de mesure.

La température  $T_b$  dans le bloc est mesurée sous la puce par une ou deux sondes Pt100 vues dans le paragraphe précédent. La distance entre la semelle du composant de puissance et la première sonde de température est de 1 mm. La deuxième sonde est placée à une distance de 2 mm en dessous de la position de la première sonde.

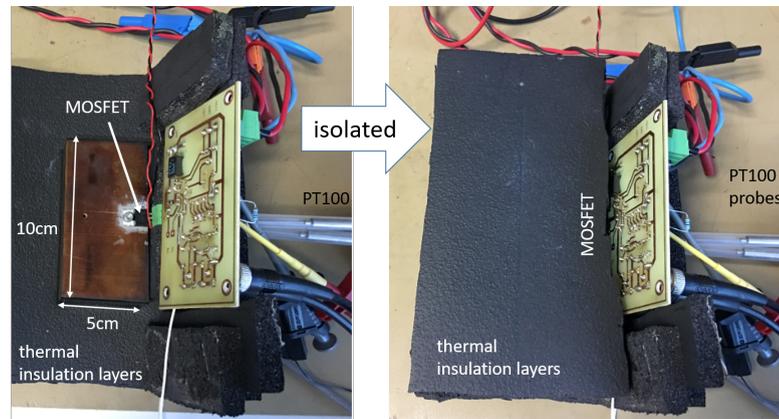


FIGURE 3.7 – Banc d’essai

Toutes les valeurs mesurées sont traitées par un enregistreur de données portable (GEN 3i, GN610 carte d’entrée isolée, HBM) avec une fréquence d’échantillonnage  $f_s$  de 10 kHz - 1 MHz et une précision de 0,075% + 400  $\mu$ V (pleine échelle).

### 3.3 Choix et calibration des paramètres électriques thermosensibles

Comme nous l’avons vu, les paramètres électriques thermosensibles (TSEPs) sont des paramètres ou des caractéristiques du composant semi-conducteur de puissance qui dépendent de la température et qui sont utilisés pour estimer la température de jonction du composant. De nombreuses recherches dans ce domaine ont été présentées dans le chapitre 1 (section 1.7). Dans notre travail, nous utilisons deux TSEPs adaptés au composant MOSFET et aux types de mesures envisagées pour identifier le modèle thermique du système. Comme il s’agit de faire une mesure de température pendant que le composant dissipe, le TSEP le plus classique (mesure de tension directe sous faible courant) ne peut pas fonctionner si l’on cherche un système de mesure simple. Nous avons ainsi choisi d’étudier deux TSEPs qui nous semblaient les plus adaptés :

- la tension grille source avec régulation de courant de drain : utilisation du composant en mode linéaire,
- la résistance drain-source  $R_{dson}$  sous des forts courants de conduction : utilisation du composant dans la région ohmique

#### 3.3.1 Tension grille-source $V_{gs, Ids}$

Le circuit électrique représenté sur la Figure 3.8 est utilisé pour l’étalonnage de ce TSEP. Une source de tension continue fournit une tension constante aux bornes du composant MOSFET à caractériser. Un asservissement du courant  $I_{ds}$  permet de fixer un niveau de dissipation constant dans le MOSFET. Le paramètre thermosensible est alors la tension de commande du transistor  $V_{gs}$  dépendant de la température. Ce TSEP est normalement très proche de la tension de seuil du transistor et, comme elle, il diminue lorsque la température augmente. Le gros intérêt de ce TSEP est qu’il permet de générer facilement un échelon de puissance et l’impédance thermique est alors simple à évaluer par les équations (2.3) et (2.4).

L’asservissement de courant dans le composant sous test (DUT) est effectué à l’aide d’un amplificateur opérationnel (OPA) dont la sortie est connectée avec la grille du composant. Une

résistance de shunt est mise en série avec le DUT dans le but de contrôler le courant à travers le composant. Dans ce montage, l'amplificateur est utilisé pour maintenir le niveau de tension aux bornes de la résistance de shunt à une valeur  $V_{in}$ . Il est alors simple de modifier le courant  $I_{ds}$  en jouant soit sur cette tension soit sur la valeur de la résistance  $R_{shunt}$ .

Ainsi, le circuit de la Figure 3.8 permet de mesurer la variation de la tension grille-source  $V_{gs}$  avec la température sous un courant de drain constant  $I_{ds}$  et une tension drain-source constante  $V_{ds}$  (15 V moins la tension aux bornes de  $R_{shunt}$  dans notre cas). Dans ce travail, le courant réglé  $I_{ds}$  traversant le composant est mis en œuvre séquentiellement avec plusieurs valeurs de 0,7 A à 5,2 A en modifiant la valeur de la tension d'entrée  $V_{in}$ .

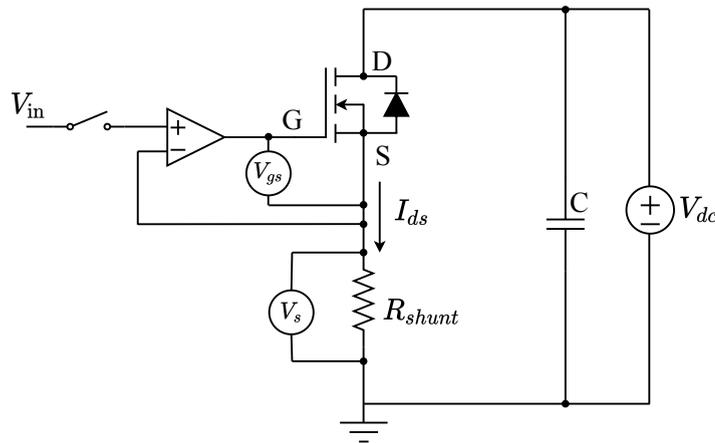


FIGURE 3.8 – Circuit électrique pour la mesure du TSEP  $V_{gs,Ids}$

Pour la calibration du TSEP, la température est contrôlée par une plaque chauffante (PC-600D, Corning) sur laquelle le bloc de cuivre est monté. Le système est isolé thermiquement comme présenté plus haut. Pour chaque mesure, il est nécessaire d'attendre l'équilibre thermique du système, le temps d'attente entre chacune d'elles est de l'ordre de 30 minutes.

Le TSEP  $V_{gs,Ids}$  est mesuré pour chaque valeur de température  $T_j$  et de courant  $I_{ds}$ . Mais, comme la puissance dissipée dans la puce ( $V_{ds} \times I_{ds}$ ) induit une augmentation de la température de la puce et donc une diminution de  $V_{gs}$ , de courtes impulsions de courant (0,5 à 2 ms) sont générées afin de limiter l'auto-échauffement du dispositif.

La Figure 3.9a présente un exemple de mesure de calibration pour un courant  $I_{ds}$  de 3,2 A et une température  $T_j$  de 75°C. Comme nous le voyons, la tension  $V_{gs}$  est mesurée en fonction du temps mais il existe un certain délai (transitoire électrique) avant que la tension  $V_{gs}$  ne corresponde à ce qui était attendu (décroissance de  $V_{gs}$  avec le temps dû à l'échauffement du composant). La valeur du TSEP  $V_{gs,Ids}$  est alors déterminée en calculant la valeur initiale  $V_{gs}(0)$  ( $t = 0$  correspond au premier moment où le composant est allumé). Pour estimer cette valeur, une extrapolation linéaire en fonction de la racine carrée du temps  $V_{gs}(\sqrt{t})$  peut être établie (Figure 3.9b - Annexe A.1) [64]. Dix mesures sont faites séquentiellement pour faire la moyenne de cette valeur.

La tension grille-source  $V_{gs}(0)$  est ensuite mesurée en faisant varier la température de la plaque chauffante (Figure 3.10). Une courbe d'interpolation en fonction quadratique est déduite de cette mesure et permet d'identifier une relation entre le TSEP et la température de jonction à un niveau de courant donné. Comme cela a été annoncé plus haut, plus la température du composant augmente, plus la tension  $V_{gs}$  diminue.

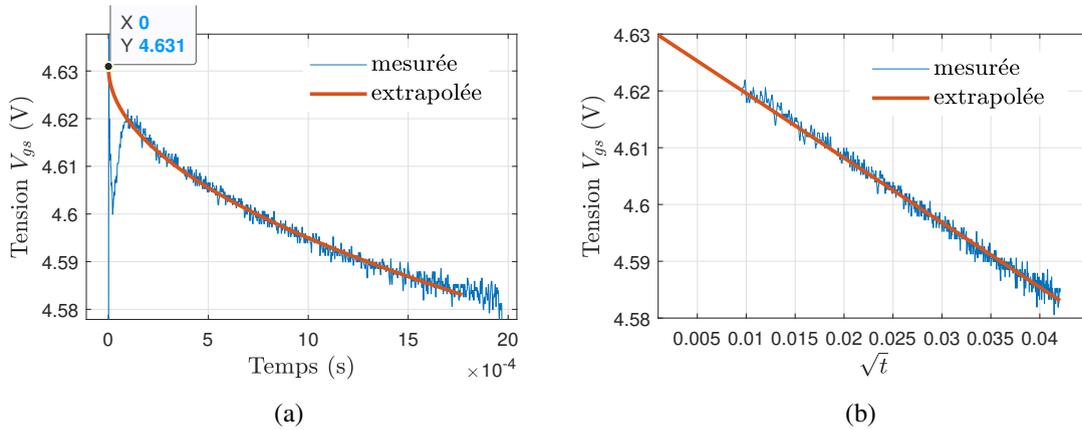


FIGURE 3.9 – Tension  $V_{gs}$  en fonction du temps avec  $I_{ds} = 3,2$  A,  $T_j = 75^\circ\text{C}$  (a) abscisse en échelle linéaire, (b) abscisse correspondant à la racine carrée du temps

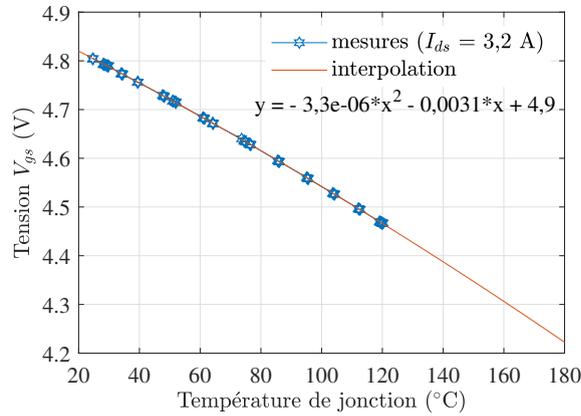


FIGURE 3.10 – Tension  $V_{gs}$  en fonction de la température pour un courant de 3,2 A, mesures et interpolation

Ce processus est répété pour plusieurs niveaux de courant  $I_{ds}$  (Figure 3.11). Plus il est grand, plus la tension  $V_{gs}$  est grande.

La sensibilité de ce paramètre électrique thermosensible dépend de la puce semi-conductrice. Il se situe dans la plage de  $-4,3$  mV/ $^\circ\text{C}$  (pour 0,7 A) à  $-3$  mV/ $^\circ\text{C}$  (pour 5,2 A), cette valeur est calculée approximativement en prenant la différence entre la valeur  $V_{gs,I_{ds}}$  à  $25^\circ\text{C}$  et celle à  $175^\circ\text{C}$ . L'ensemble des résultats a été ajusté par une fonction d'interpolation permettant, pour chaque valeur de courant  $I_{ds}$  et chaque valeur de tension  $V_{gs}$ , d'estimer la température de jonction  $T_j$ .

La relation entre la température de jonction  $T_j$  et la tension  $V_{gs}$  est obtenue à l'aide d'une fonction quadratique :

$$T_j = A_1 \cdot V_{gs}^2 + A_2 \cdot V_{gs} + A_3 \quad (3.2)$$

Ensuite, on trouve les relations entre les paramètres  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$  et le courant  $I_{ds}$ . Ce sont des fonctions polynômes cubiques  $f_1$ ,  $f_2$ ,  $f_3$  (Annexe A.2).

$$A_1 = f_1(I_{ds}), A_2 = f_2(I_{ds}), A_3 = f_3(I_{ds}) \quad (3.3)$$

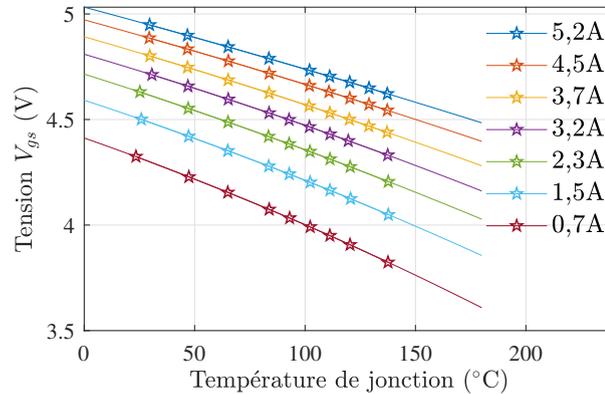


FIGURE 3.11 – Tension grille-source en fonction de la température de jonction  $V_{gs,Id_s}(T_j)$  à différents niveaux de courant

Donc, pour chaque valeur de courant  $I_{ds}$  et chaque valeur de tension  $V_{gs}$ , la température de jonction  $T_j$  peut être estimée. Les fonctions trouvées dans l'équation (3.3) couvrent bien la plage de courant utilisé [0,7-5,2 A], l'étendre nécessiterait des caractérisations supplémentaires afin de conserver une précision similaire.

Comme nous le verrons par la suite, même s'il est pratique car il permet de générer facilement des échelons de puissance, l'utilisation de ce TSEP complexifie grandement le montage électronique de mesure des pertes, notamment à cause du circuit de grille comprenant une régulation de courant. Nous nous sommes donc penchés sur un autre TSEP beaucoup plus simple à mettre en œuvre dans une cellule de commutation.

### 3.3.2 Résistance à l'état passant $R_{dson}(T_j)$

Le TSEP étudié dans cette partie est la résistance à l'état passant  $R_{dson}$ . Cette résistance est directement reliée aux pertes par conduction du MOSFET et dépend assez fortement de la température de jonction. La Figure 3.12 présente le circuit électrique utilisé pour la calibration de la résistance  $R_{dson}$  d'un composant de puissance MOSFET (IRF640N, Fairchild) en fonction de la température. Le composant est en conduction (dans la région ohmique), les pertes dissipées sont facilement déduites en mesurant le courant  $I_{ds}$  et la tension  $V_{ds}$ . Pour injecter un courant constant à travers le composant, on peut utiliser une source de courant (Figure 3.12a) mais la dynamique de régulation de courant de la source peut être inadaptée aux dynamiques recherchées dans ce travail (temps de montée du courant recherché de quelques dizaines de  $\mu s$  pour limiter l'auto-échauffement du composant). Nous avons donc choisi d'utiliser une source de tension avec une charge électronique mise en série et permettant de contrôler le courant  $I_{ds}$  avec une dynamique adaptée (Figure 3.12b).

Comme les pertes par conduction provoquent une augmentation de la température du composant et entraînent l'augmentation de  $R_{dson}$ , le courant ne doit traverser le composant que sur un court temps afin de limiter l'auto-échauffement du dispositif. Ici, l'ouverture du composant est contrôlée avec une courte impulsion de tension grille-source de durée 2,5 ms.

Comme pour le précédent TSEP, la calibration consiste à mesurer la variation de la tension drain-source  $V_{ds}$  avec la température sous un courant de drain constant  $I_{ds}$ . Ici, la tension  $V_{ds}$  est mesurée avec des fils de mesure connectés directement aux pattes D et S du composant, tandis que

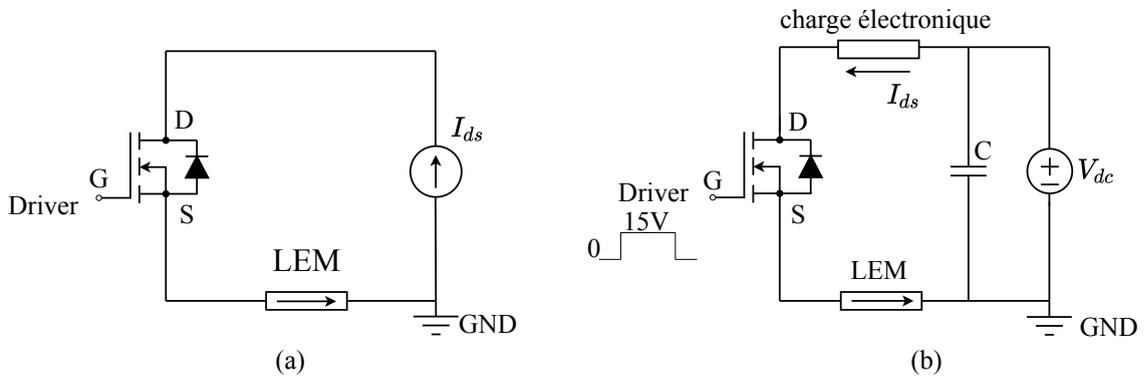


FIGURE 3.12 – Circuits électriques possibles pour la calibration de la résistance à l'état passant

le courant  $I_{ds}$  est obtenu avec un capteur de courant LEM (LTS 25-NP). Un étalonnage de sortie de ce capteur est nécessaire pour assurer la précision des mesures.

De même, une méthode d'extrapolation linéaire de la tension drain-source en fonction de la racine carrée du temps est utilisée pour obtenir la valeur de  $V_{ds}(0)$  au début de l'impulsion de courant. Pour prendre en compte l'auto-échauffement du composant pendant la phase de montée du courant, l'origine du temps ( $t = 0$ ) est considérée au moment où la valeur du courant est égale à la moitié de sa valeur maximale (Figure 3.13). Ensuite, la tension  $V_{ds}(0)$  est divisée par la valeur moyenne du courant de drain  $I_{ds}$  dans la zone de plateau pour déterminer la résistance à l'état passant  $R_{dson}$ .

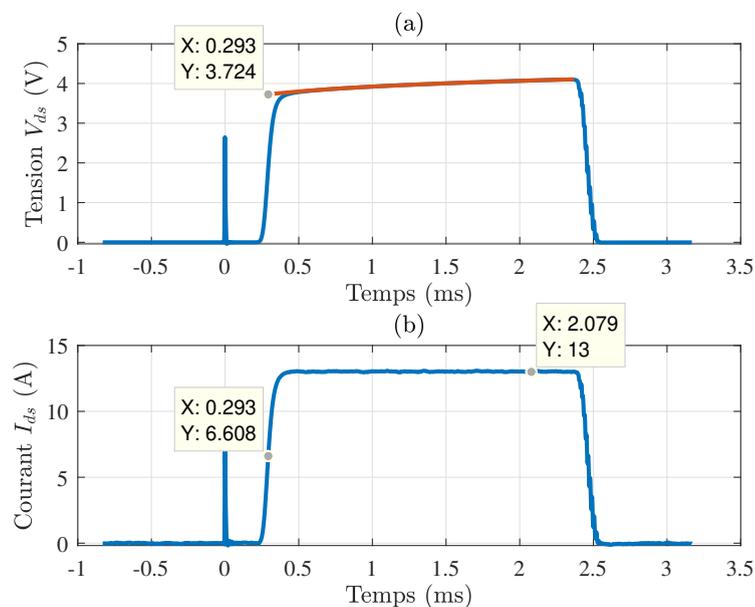


FIGURE 3.13 – La tension  $V_{ds}$  (a) et le courant  $I_{ds}$  (b) en fonction du temps pour l'estimation de  $R_{dson}$

Comme pour le premier TSEP, la température du composant est modifiée en utilisant une plaque chauffante afin d'obtenir  $R_{dson}(T_j)$  pour une valeur de courant  $I_{ds}$ . Cette relation est confirmée en comparaison avec les données issues de la documentation technique. Comme la valeur de

la résistance n'est pas la même pour tous les composants, la documentation technique ne donne que la variation de sa valeur normalisée en fonction de la température. La Figure 3.14 montre également la relation entre la résistance à l'état passant normalisée et la température de jonction à  $I_{ds} = 13$  A. Les points rouges sont des valeurs de résistance mesurées expérimentalement, la courbe bleue montre la fonction interpolée à partir de ces points, tandis que la courbe jaune présente les données extraites de la documentation technique. Cette courbe de référence est mesurée avec la tension grille-source égale à 10 V tandis que celle calibrée dans notre cas l'a été avec une tension  $V_{gs} = 15$  V. Cependant, cela n'entraîne pas beaucoup de différence, car la résistance  $R_{dson}$  ne dépend que faiblement de la tension  $V_{gs}$  pour  $V_{gs}$  variant entre 10 et 15 V.

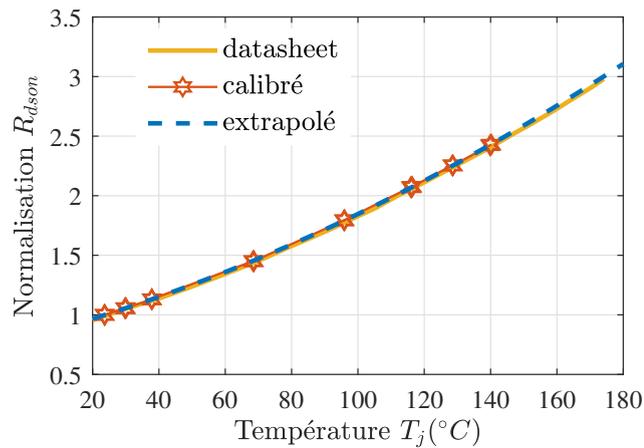


FIGURE 3.14 – Normalisation de la résistance à l'état passant en fonction de la température de jonction ( $I_{ds} = 13$  A,  $V_{gs} = 15$  V) avec  $R_{dson}(25^{\circ}\text{C}) = 0,116 \Omega$

Une autre étape dans cette phase de calibration consiste à évaluer l'effet du courant  $I_{ds}$  sur la résistance  $R_{dson}$  qui augmente légèrement avec ce paramètre. L'évolution de la résistance à l'état passant mesurée avec la température sous différents niveaux de courant est présentée sur la Figure 3.15.

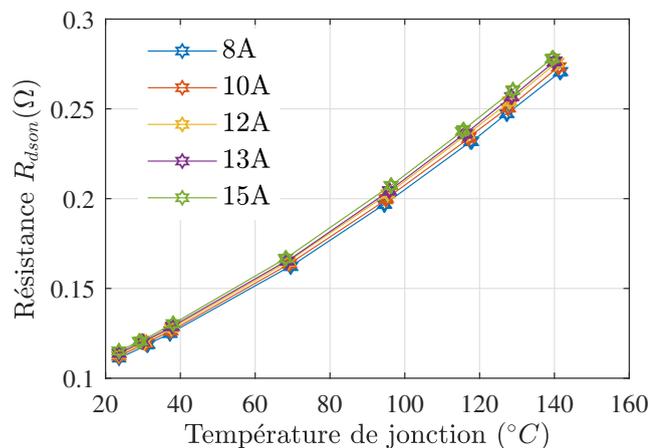


FIGURE 3.15 – Résistance à l'état passant en fonction de la température sous différents niveaux de courant ( $V_{gs} = 15$  V)

Les TSEPs ayant été choisis, nous allons maintenant voir comment ils ont été mis en œuvre pour effectuer l'identification du modèle thermique.

### 3.4 Identification du modèle thermique pour la méthode basée sur l'impédance thermique

Le modèle thermique du système bloc-composant pour la méthode basée sur l'impédance thermique sera déterminé avec les conditions suivantes : la puissance dissipée et la température dans le bloc sont mesurées directement, et la température de jonction du composant est estimée avec un TSEP. Dans cette partie, les deux TSEPs seront mis en œuvre et impliqueront deux modes de dissipation différents dans le composant. Lorsque le TSEP est la tension grille-source  $V_{gs, Ids}$  (section 3.3.1), le composant fonctionne dans la région de saturation et la puissance dissipée est constante. Dans le cas où le TSEP est  $R_{dson}$ , le composant est utilisé dans la zone ohmique et la puissance dissipée sous injection d'un courant constant augmente avec le temps puisque la température du composant augmente également (section 3.3.2).

#### 3.4.1 Cas où la puissance dissipée est constante : utilisation du TSEP $V_{gs, Ids}$

Comme les impédances thermiques sont identifiées en fonction du temps, nous réglons le circuit de la Figure 3.8 pour qu'il fonctionne à une puissance connue pendant une longue durée (300 s) permettant à la température de jonction d'augmenter significativement.

Dans un premier temps, une puissance  $P$  constante est injectée dans le système en fixant la tension  $V_{ds}$  (15 V) et le courant  $I_{ds}$  (4,5 A) traversant le composant. Le courant  $I_{ds}$  qui traverse le circuit est déterminé en mesurant la tension aux bornes de la résistance de shunt  $V_s$ . Notons ici que la résistance de shunt a été choisie de telle sorte à avoir une faible dérive en température (la résistance *VCS1625ZP Z-Foil* avec son coefficient de température de 3 ppm/°C) et que le courant doit être limité pour ne pas dépasser sa puissance de dissipation maximale et l'endommager. Les tensions drain-source  $V_{ds}$ , de source  $V_s$  et grille-source  $V_{gs}$  sont mesurées en connectant des fils de mesure directement sur les pattes G, D et S du composant afin de limiter l'influence des résistances de connexion dans le circuit.

La Figure 3.16a présente l'évolution de la tension  $V_{gs}$  en fonction du temps ; elle permet d'estimer l'évolution de la température de jonction du composant pendant la période de chauffe (Figure 3.16b).

La mesure de la température  $T_b$  dans le bloc est mesurée parallèlement à celle de  $V_{gs}$  (Figure 3.17). Pour réduire l'influence du bruit de mesure ( $\Delta V_{Pt100} = 1,4$  mV, donc  $\Delta T_1 = 0,3 - 0,4^\circ\text{C}$  - Figure 3.18), un moyennage de la courbe sur  $M$  échantillons est utilisé après avoir mesuré la température  $T_b$  et estimé la température de jonction  $T_j$ . De plus, en raison de la limite de mémoire du logiciel de calcul Matlab, le nombre d'échantillons doit être réduit pour pouvoir résoudre les équations de convolution (pas de temps  $\delta\tau$  de 10 ms au lieu de 100  $\mu\text{s}$ ). Plus précisément, pour 100 valeurs mesurées (correspondant à une mesure de durée égale à 0,01s), une seule valeur a été mémorisée correspondante à la valeur moyenne de ces 100 échantillons.

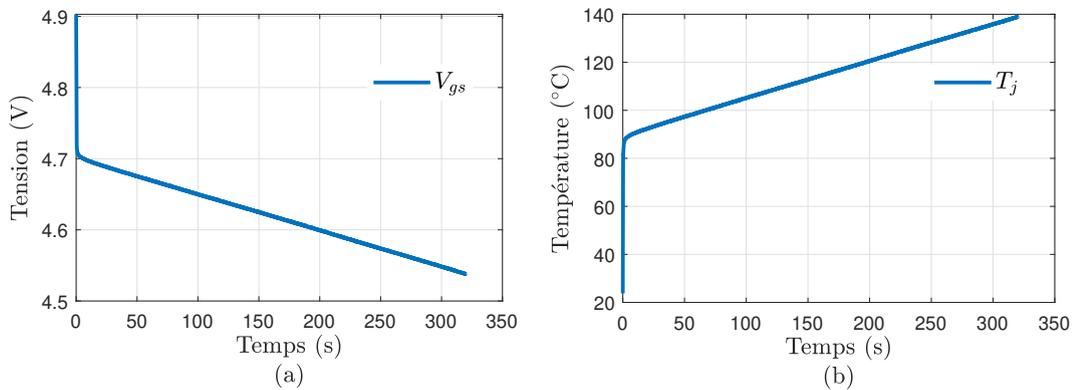


FIGURE 3.16 – (a) Tension  $V_{gs}$  en fonction du temps, (b) Température  $T_j$  en fonction du temps, déduite à partir de  $V_{gs}$  ( $P = 63 \text{ W}$ )

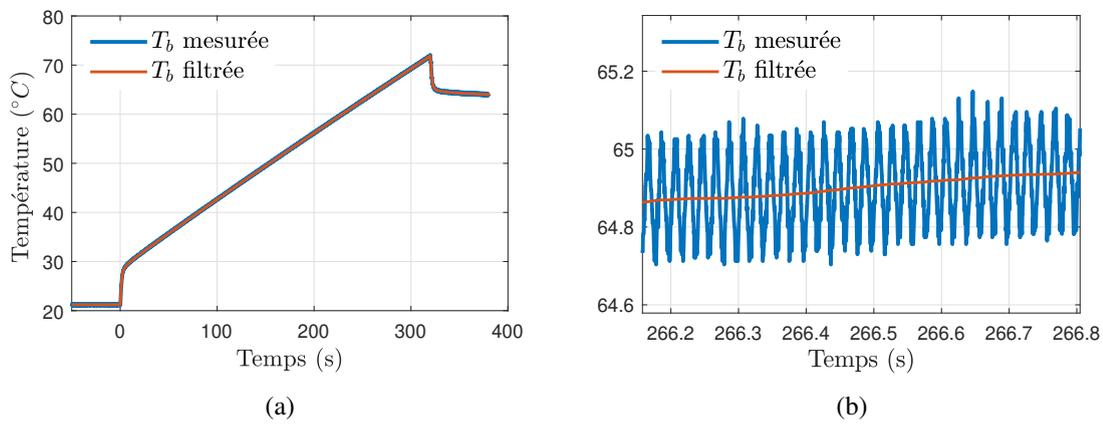


FIGURE 3.17 – Température mesurée  $T_b$  avant et après filtrage (a) en fonction du temps, (b) zoom ( $P = 63 \text{ W}$ )

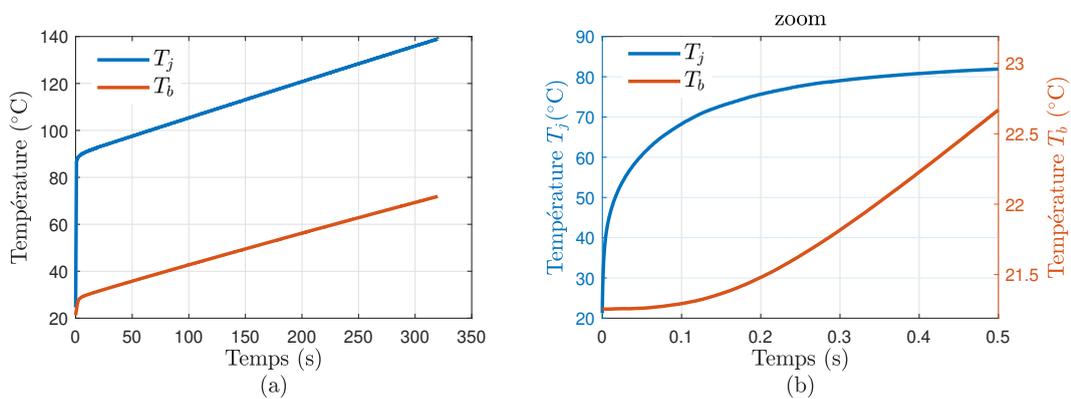


FIGURE 3.18 – Température mesurée  $T_b$  et température de jonction estimée  $T_j$  en fonction du temps pour  $P = 63 \text{ W}$  (pas de temps  $\delta\tau$  de 10 ms) (a) pendant 300 s, (b) zoom sur les premiers instants

L'impédance thermique du point de mesure dans le bloc,  $Zth_b$ , et l'impédance thermique de la jonction du composant,  $Zth_j$ , sont calculées pour une puissance connue et constante (section 2.2.2).

$$\begin{aligned} Zth_b(t) &= \frac{T_b(t) - T_b(0)}{P} \\ Zth_j(t) &= \frac{T_j(t) - T_j(0)}{P} \end{aligned} \quad (3.4)$$

Les dérivées des impédances thermiques qui sont nécessaires pour déterminer la puissance (section 2.2.2), sont définies ainsi :

$$\begin{aligned} \dot{Zth}_b(i) &= \frac{Zth_b(i+1) - Zth_b(i)}{\delta\tau} \\ \dot{Zth}_j(i) &= \frac{Zth_j(i+1) - Zth_j(i)}{\delta\tau} \end{aligned} \quad (3.5)$$

avec  $i = 1 : N - 1$  ( $N$  la longueur du vecteur  $\mathbf{t}$ ),  $\delta\tau$  : pas du temps (Annexe A.3).

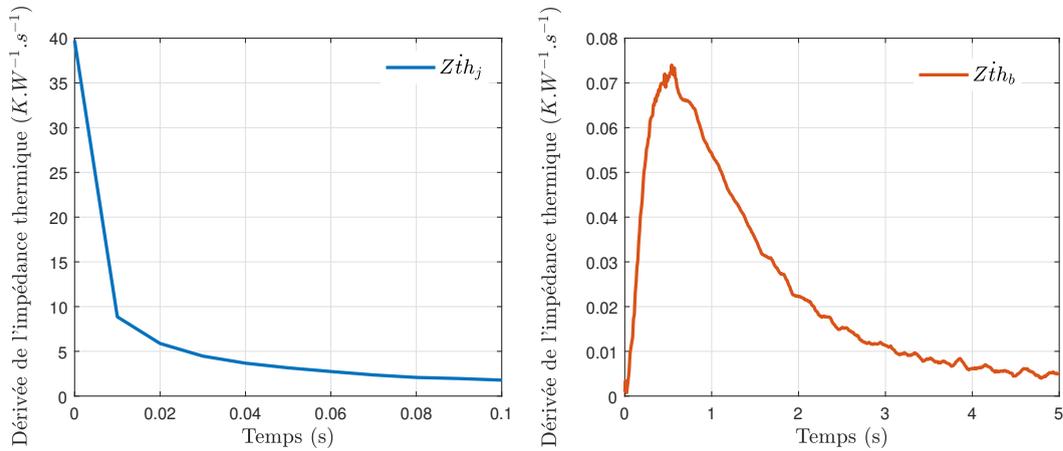


FIGURE 3.19 – Dérivées des impédances thermiques  $\dot{Zth}_j$  et  $\dot{Zth}_b$  (pas de temps de 10 ms)

Comme on peut l'observer sur la Figure 3.19, la dérivée de l'impédance thermique  $\dot{Zth}_b$  augmente rapidement dès les premiers instants, tandis que  $\dot{Zth}_j$  décroît rapidement pendant les 20 premières milli-secondes. Par la suite, elles diminuent moins rapidement pour tendre vers une faible valeur ( $2,5 \cdot 10^{-3} K \cdot W^{-1} \cdot s^{-1}$  pour  $\dot{Zth}_j$  et  $2,25 \cdot 10^{-3} K \cdot W^{-1} \cdot s^{-1}$  pour  $\dot{Zth}_b$  pendant 300 s).

### 3.4.2 Cas où la puissance dissipée n'est pas constante : utilisation du TSEP $R_{dson}$

Comme nous l'avons vu, lorsque le composant conduit dans sa région ohmique à courant constant, à cause de l'échauffement du composant pendant la conduction et de la dépendance de la résistance  $R_{dson}$  à la température, les pertes par conduction du composant  $P_{cond}$  évoluent au cours du temps. Les calculs des impédances thermiques et de leurs dérivées sont donc modifiés par rapport au cas précédent (Annexe A.4).

Le circuit électrique utilisé est identique à celui décrit dans la Figure 3.12. La tension  $V_{ds}$  est mesurée directement au niveau des pattes du composant (Figure 3.20), alors que le courant  $I_{ds}$  est obtenu avec un capteur de courant LEM.

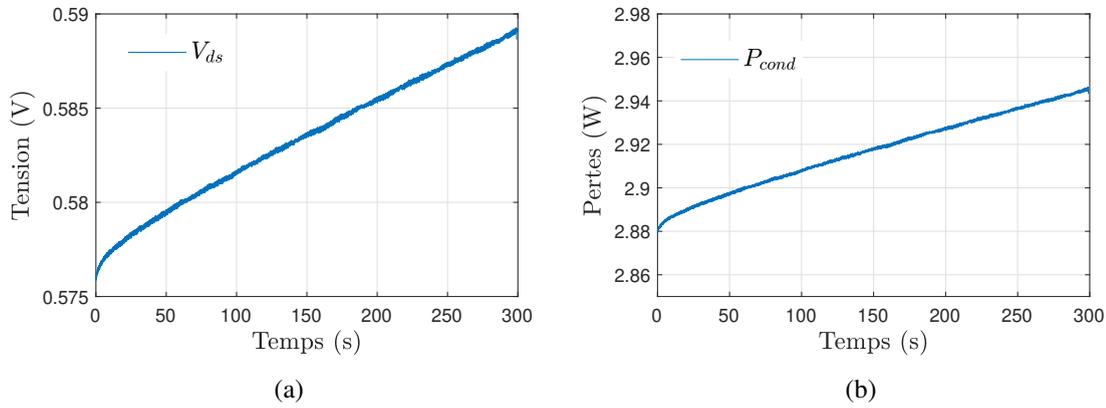


FIGURE 3.20 – (a) Tension drain-source et (b) Pertes par conduction mesurées en fonction du temps

A partir de ces deux valeurs, la résistance  $R_{dson}$  est calculée facilement ce qui permet d'obtenir l'évolution de la température  $T_j$  présentée sur la Figure 3.21. La température  $T_b$  dans le bloc est mesurée comme dans le cas précédent pour déduire l'impédance thermique  $Zth_b$ . La température évolue moins vite que dans le cas précédent car la puissance dissipée est plus faible.

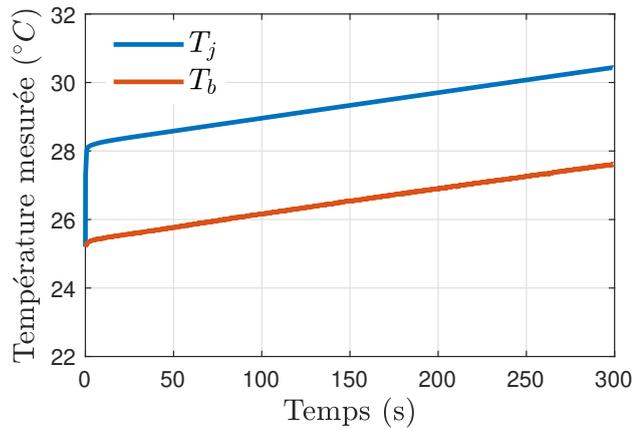


FIGURE 3.21 – Évolution de la température mesurée  $T_b$  dans le bloc et de la température de jonction  $T_j$  estimée par  $R_{dson}$  ( $I_{ds} = 5$  A)

Pour une puissance  $P$  variable, les impédances thermiques  $Zth_b$  et  $Zth_j$  sont calculées respectivement à partir de la température  $T_b$  mesurée dans le bloc, et de la température de jonction  $T_j$  estimée avec le paramètre électrique thermosensible et en utilisant les équations suivantes.

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_b &= \text{inv}(\mathbf{P}) \cdot \boldsymbol{\theta}_b / \delta \tau \\ \mathbf{z}_j &= \text{inv}(\mathbf{P}) \cdot \boldsymbol{\theta}_j / \delta \tau \end{aligned} \quad (3.6)$$

avec  $\mathbf{P}$ ,  $\mathbf{z}_b$ ,  $\mathbf{z}_j$  sont définis dans la section 2.2.2 :

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} P(0) & 0 & \dots & 0 \\ P(1) & P(0) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ P(N) & P(N-1) & \dots & P(0) \end{bmatrix} \text{ et } \mathbf{z}_b = \begin{bmatrix} Zth_b(0) \\ Zth_b(1) \\ \dots \\ Zth_b(N) \end{bmatrix}, \mathbf{z}_j = \begin{bmatrix} Zth_j(0) \\ Zth_j(1) \\ \dots \\ Zth_j(N) \end{bmatrix}$$

La dérivée des impédances thermiques obtenue dans ces conditions de test est comparée avec celle déterminée précédemment et présentée sur la Figure 3.22. Les deux mesures amènent à des résultats très proches, ce qui permet de valider le fait que les deux TSEPs pourront être utilisés par la suite.

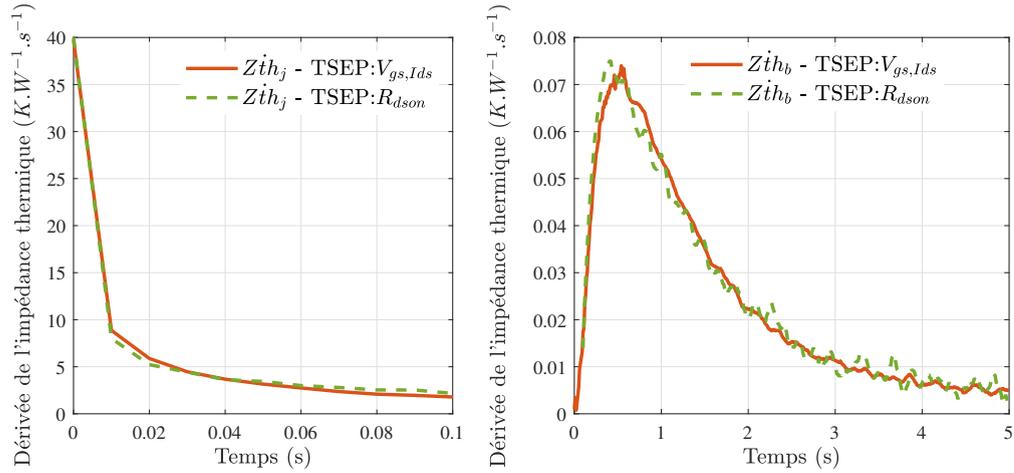


FIGURE 3.22 – Comparaison des dérivées de l'impédance thermique  $Z_{thj}$  et  $Z_{thb}$  identifiées avec les deux TSEPs

Les petites différences entre les impédances thermiques déterminées par les deux TSEPs peuvent être justifiées par les quelques raisons suivantes : la valeur du courant  $I_{ds}$  à travers le composant est mesurée différemment dans les deux cas (par la mesure de la tension aux bornes de la résistance de shunt ou par le capteur de courant LEM), ce qui peut amener des différences sur les valeurs de puissance mesurée dans les deux tests ; le calcul des dérivées de l'impédances thermique est différent (la division dans (3.5) et l'inversion de la matrice dans (3.6)) ; les valeurs de puissance dissipée et les variations de température dans les deux cas de test sont différentes.

Les modèles thermiques étant identifiés, nous allons maintenant passer à la validation de la méthode d'estimation des pertes et de la température de jonction.

## 3.5 Validation expérimentale de la méthode basée sur l'impédance thermique

### 3.5.1 Estimation des pertes

Pour simplifier la validation expérimentale de la méthode proposée, le dispositif est configuré pour fonctionner en mode de conduction, soit en régime de saturation (le premier test), soit dans la région ohmique (le deuxième test). Dans ces deux cas, l'expérimentation est réalisée de telle sorte à ce que les pertes dissipées dans le composant varient au cours du temps. La description de ce banc d'essai est détaillée dans la section 3.2.2 (Figure 3.7) et la Figure 3.24 présente ce circuit de puissance.

Lors du fonctionnement du composant en régime de saturation, le circuit électrique présenté sur la Figure 3.8 est toujours utilisé mais une tension  $V_{in}$  variable générée par un générateur basse fréquence permet de contrôler un courant  $I_{ds}$  pour qu'il évolue en fonction du temps (fonction affine) (Figure 3.23a). La durée de l'essai est de l'ordre de 5 à 6 minutes.

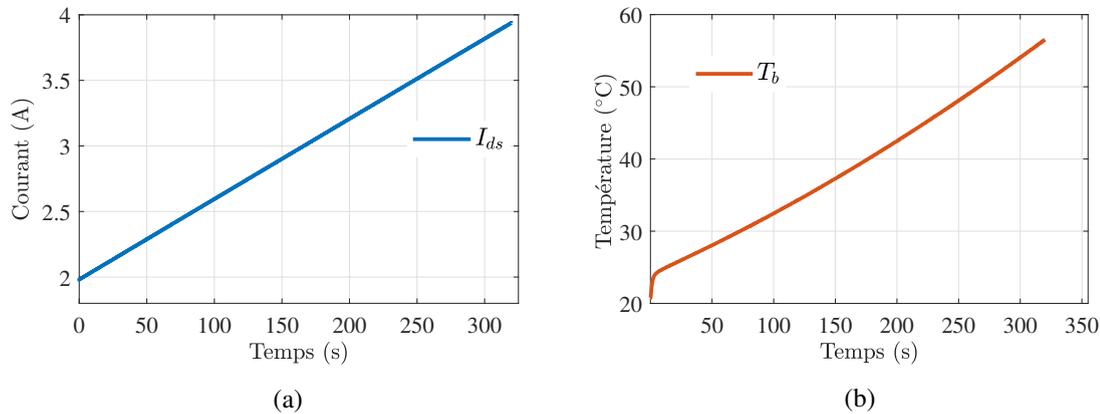


FIGURE 3.23 – Test 1 : fonctionnement en régime de saturation (a) Variation du courant de drain au cours du temps ( $\delta\tau = 10$  ms), (b) Température mesurée à l'intérieur du bloc ( $\delta\tau = 10$  ms)

En mode de conduction dans la zone ohmique, le banc de test est cette fois alimenté par une source de tension et le courant est contrôlé par une charge résistive électronique. La tension grille-source  $V_{gs}$  est maintenue à 15 V lors de la conduction du composant d'une durée de l'ordre de 6 minutes.

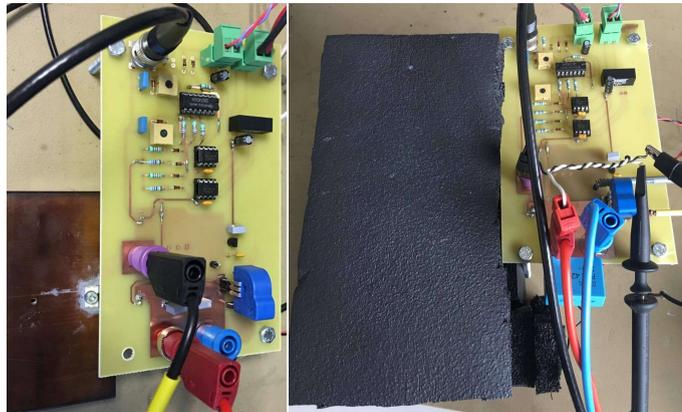


FIGURE 3.24 – Banc d'essai avec le dispositif d'isolation thermique du bloc et de composant

Pour valider la méthode dans ce cas, la détermination des impédances thermiques est effectuée avec un courant  $I_{ds}$  de 5 A. L'estimation des pertes et de la température de jonction se fait dans des conditions différentes, avec un courant  $I_{ds}$  de 11 A cette fois afin de vérifier la méthode pour différentes pertes dissipées du composant. Pour ces deux tests, la valeur de la puissance dissipée dans le composant  $P_{ref}(t)$  peut être facilement obtenue par des mesures électriques de la tension drain-source  $V_{ds}$  et du courant de drain  $I_{ds}$  à travers le composant.

$$P_{ref}(t) = V_{ds}(t) \cdot I_{ds}(t) \quad (3.7)$$

La température  $T_b$  dans le bloc est mesurée par la sonde Pt100 et son évolution au cours du temps est présentée sur les Figure 3.23b et Figure 3.25b pour les deux cas de test. À partir de ces

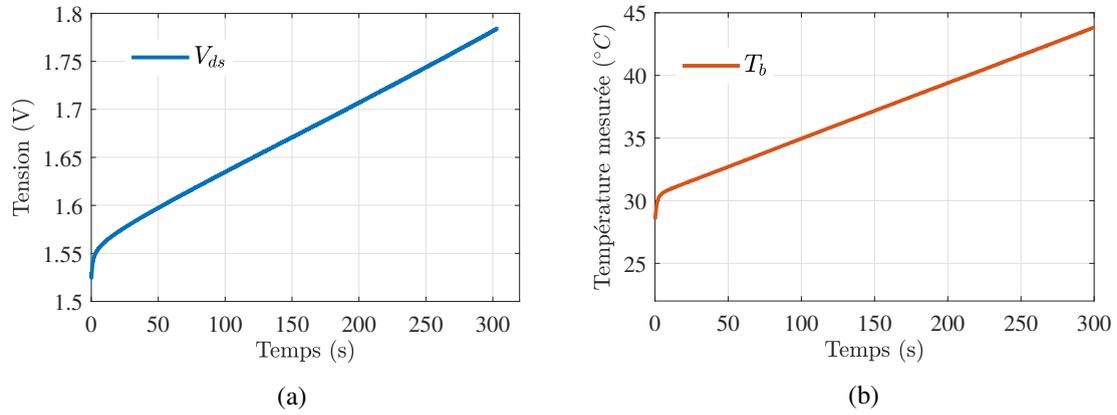


FIGURE 3.25 – Test 2 : conduction en régime ohmique (a) Variation de la tension drain-source au cours du temps ( $I_{ds} = 11$  A), (b) Température mesurée à l'intérieur du bloc ( $\delta\tau = 10$  ms)

valeurs et du modèle thermique du système, la puissance  $P_{calc}(t)$  est calculée comme suit (Annexe A.5) :

$$P_{calc} = \text{inv}(\mathbf{Z}_b) \cdot \boldsymbol{\theta}_b / \delta\tau \quad (3.8)$$

avec la matrice  $\mathbf{Z}_b$  définie dans le chapitre 2 (section 2.2.2) par les dérivées de l'impédance thermique  $Z_{th_b}$  identifiées précédemment :

$$\mathbf{Z}_b = \begin{bmatrix} Z_{th_b}(0) & 0 & \dots & 0 \\ Z_{th_b}(1) & Z_{th_b}(0) & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & 0 \\ Z_{th_b}(N) & Z_{th_b}(N-1) & \dots & Z_{th_b}(0) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

La comparaison des résultats du premier test (régime de saturation) entre  $P_{ref}$  et  $P_{calc}$  présentée sur la Figure 3.26 montre un bon accord entre puissance mesurée avec le modèle thermique et puissance électrique mesurée. Une estimation de la différence entre les deux quantités est calculée en utilisant l'équation (3.10) et est estimée à moins de 2% au début (le dépassement dans la 1<sup>ère</sup> seconde de test avec son erreur d'environ 10% est négligé) et moins de 0,5% après quelques secondes.

$$\text{Incertitude} = \frac{P_{ref} - P_{calc}}{P_{ref}} \cdot 100\% \quad (3.10)$$

La Figure 3.27 montre une comparaison entre les pertes par conduction du composant  $P_{calc}$  et  $P_{ref}$  respectivement calculées avec l'équation (3.8) dans le cas d'un fonctionnement cette fois en régime ohmique et celles estimées par les mesures électriques. L'erreur des résultats est inférieure à 2%.

Les deux figures 3.26 et 3.27 présentent de bons résultats obtenus par la méthode proposée dans les deux cas de test, mais les résultats estimés sont encore bruités. Le bruit peut être filtré comme cela a été présenté dans le chapitre 2. Il est à rappeler que les deux étapes d'identification du modèle thermique et de mesure des pertes doivent être effectuées dans les mêmes conditions (sur la même carte PCB, la même graisse thermique utilisée, ...) afin d'assurer une bonne précision sur les résultats de cette méthode.

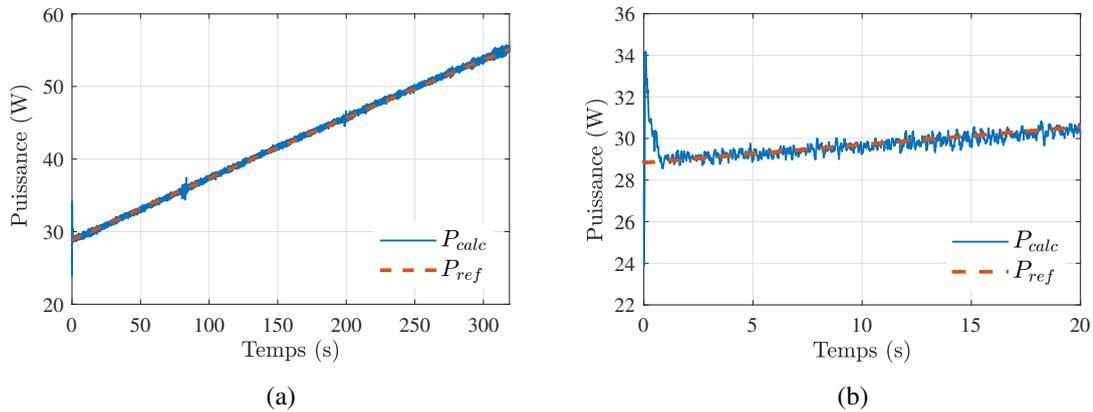


FIGURE 3.26 – Test 1 - Puissance dissipée de référence et puissance dissipée estimée en fonction du temps (fonctionnement en régime de saturation) (a) pendant 300 s, (b) aux 20 premières secondes

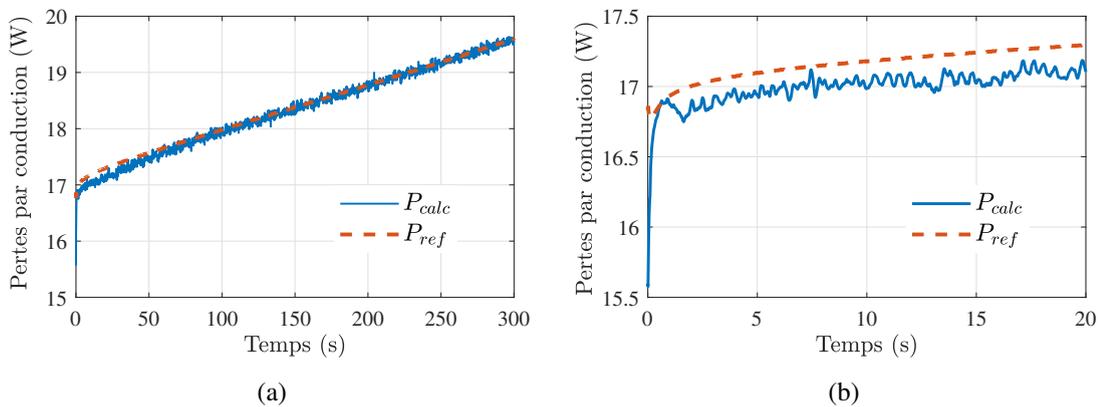


FIGURE 3.27 – Test 2 - Pertes par conduction du MOSFET avec  $I_{ds} = 11$  A (fonctionnement en régime de conduction) (a) pendant 300 s, (b) aux 20 premières secondes

### 3.5.2 Estimation de la température du composant

En connaissant les puissances dissipées dans le composant (ou des pertes par conduction)  $P_{calc}$ , la température de jonction du dispositif  $T_{j-calc}$  est calculée en fonction du temps à partir de la dérivée de l'impédance thermique  $Z_{thj}$ .

$$\mathbf{T}_{j-calc} = \mathbf{Z}_j \cdot \mathbf{P}_{calc} \cdot \delta\tau + T_b(0) \quad (3.11)$$

avec la matrice  $\mathbf{Z}_j$  définie dans le chapitre 2 (section 2.2.2) par des valeurs de  $Z_{thj}$ . En outre, sur la base de l'impédance thermique  $Z_{thj}$  et des puissances de référence  $P_{ref}$ , la température de jonction  $T_{j-ref}$  est également déduite (Annexe A.6) :

$$\mathbf{T}_{j-ref} = \mathbf{Z}_j \cdot \mathbf{P}_{ref} \cdot \delta\tau + T_b(0) \quad (3.12)$$

Ces valeurs de température seront comparées avec celles estimées par des paramètres électriques thermosensibles et notées  $T_{j-est}$ . Pour le régime de saturation, la mesure de la tension grille-source  $V_{gs}$  et du courant  $I_{ds}$  permettent de retrouver la température de jonction grâce aux

équations (3.2) et (3.3). Les résultats expérimentaux montrent une erreur inférieure à  $\pm 2^\circ\text{C}$  à partir de 1 s et inférieure à  $\pm 0,5^\circ\text{C}$  à partir de 5 s (Figure 3.28).

La variation de la résistance des connexions électriques dans le banc de test en fonction de la température peut expliquer cette erreur. En effet, lors de l'étape de validation de la méthode, avec dissipation de puissance dans le composant, les températures des connexions sont différentes de celles des puces de puissance, alors que lors de l'étape de calibration, elles sont très proches les unes des autres [69].

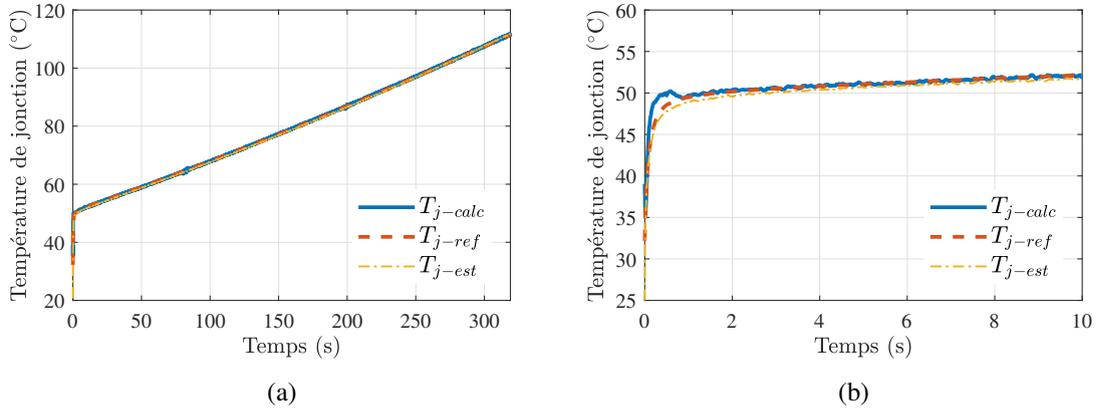


FIGURE 3.28 – Test 1 - Température de jonction calculée et estimée en fonction du temps (fonctionnement en régime de saturation) (a) pendant longtemps, (b) aux 10 premières secondes

Concernant la conduction continue dans la région ohmique, la comparaison des évolutions de la température du composant au cours du temps est montrée sur la Figure 3.29. Les courbes bleue et rouge présentent les résultats calculés par cette méthode, alors que la courbe jaune montre l'évolution de température estimée lors de la calibration  $R_{dson}(T_j)$ . L'erreur entre elles est approximativement inférieure à  $0,3^\circ\text{C}$  tant  $T_j$  est plus petit que  $62^\circ\text{C}$ .

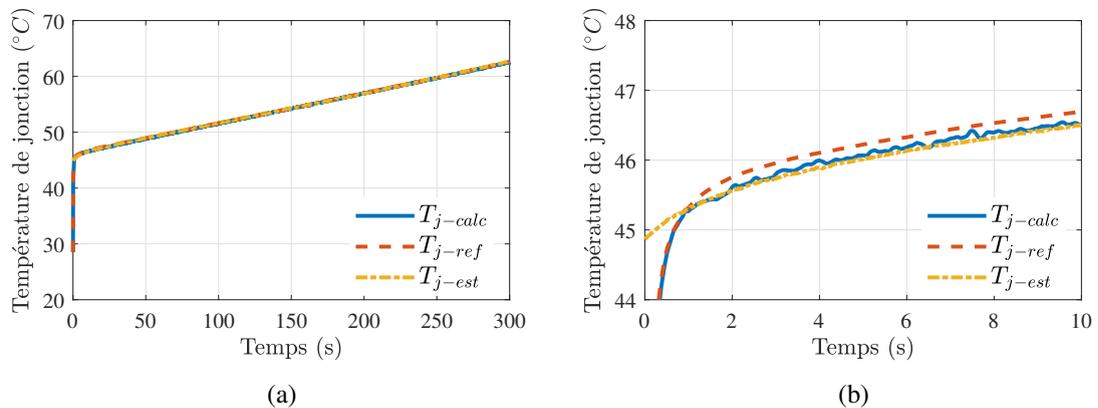


FIGURE 3.29 – Test 2 - Température de jonction calculée et estimée en fonction du temps (fonctionnement en régime de conduction) (a) pendant 300 s, (b) aux 10 premières secondes

De plus, un autre intérêt dans ce cas est la possibilité d'étudier la relation entre les pertes par conduction et la température de jonction du composant. Cette relation confirme la précision de l'étalonnage de la résistance à l'état passant avec la température de jonction  $R_{dson}(T_j)$  déterminée

précédemment (section 3.3.2). Comme le montre la Figure 3.29, la plage de test est de  $[30^{\circ}\text{C}, 62^{\circ}\text{C}]$ , l'extrapolation de la courbe  $P_{cond}(T_j)$  doit être faite pour une gamme de température plus large afin de comparer avec la référence ; l'erreur entre cette courbe et celle de référence est approximativement inférieure à  $2^{\circ}\text{C}$  jusqu'à  $140^{\circ}\text{C}$ .

En conclusion, en mesurant l'augmentation de la température locale dans un bloc de cuivre fixé sous le composant, à l'état de conduction, la méthode basée sur l'impédance thermique permet d'estimer la puissance dissipée ainsi que la température de jonction du dispositif. Cela montre que cette méthode peut être mise en œuvre expérimentalement avec d'excellents résultats (l'erreur est inférieure à 2% pour les pertes et de  $\pm 2^{\circ}\text{C}$  pour la température de jonction, en négligeant les résultats pendant la 1ère seconde d'essai). Nous allons maintenant proposer une évaluation de la deuxième méthode calorimétrique dynamique basée sur la différence de température.

### 3.6 Validation de la méthode calorimétrique basée sur la différence de température entre deux points du bloc

#### 3.6.1 Identification et validation

La méthode basée sur la différence de température consiste à mesurer la différence de température au niveau de deux points dans le bloc métallique fixé sous le composant (section 2.4). Pour valider cette méthode, le banc de test est configuré comme celui présenté dans la section 3.5 (dissipation en régime de saturation, puissance dissipée constante). Une sonde Pt100 est toutefois ajoutée dans le bloc pour mesurer  $T_{b2}$ . Elle est localisée à une distance de 2 mm sous la zone de mesure de  $T_{b1}$  ( $T_b$  dans les paragraphes précédentes). Dans un premier temps, il est nécessaire d'établir la relation entre la puissance et l'écart de ces deux températures  $\Delta T_{12}$  ( $= T_{b1} - T_{b2}$ ). La mesure de température à ces deux points est effectuée avec différents niveaux de puissance dissipée dans le composant (Figure 3.30).

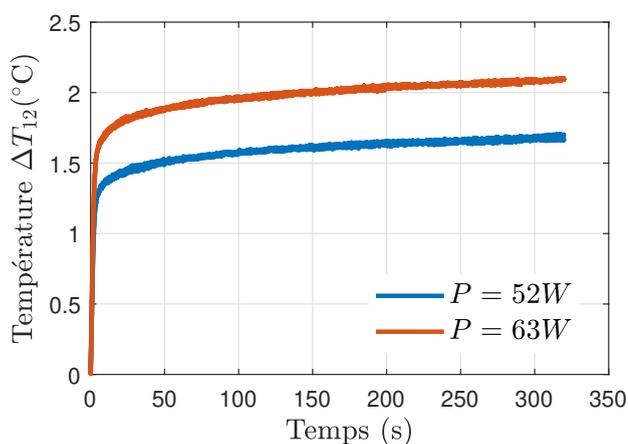


FIGURE 3.30 – Écart de la température entre deux points de mesure dans le bloc

Idéalement, l'écart de température entre ces deux points,  $\Delta T_{12}$ , est constant au cours du temps comme cela a été observé en simulation (section 2.4.1). Cependant, comme observé sur la Figure 3.30, cet écart varie légèrement pendant 250 s (environ  $0,2^{\circ}\text{C}$ ), par ex. pour  $P = 52\text{W}$ ,  $\Delta T_{12}$  varie de  $1,5^{\circ}\text{C}$  ( $t = 50\text{ s}$ ) à  $1,7^{\circ}\text{C}$  ( $t = 300\text{ s}$ ). Cela peut être expliqué par des échanges de chaleur avec

l'environnement, notamment à travers les pattes du composant, ou l'isolant thermique, ainsi que par la dépendance des propriétés physiques du système (conductivité, chaleur massique et masse volumique) à la température... En raison de la faible valeur de  $\Delta T_{12}$ , ce léger changement peut induire une erreur non négligeable dans l'établissement de sa relation avec la puissance (12% pour une puissance  $P = 52$  W). Pour limiter cet effet, on pourrait éloigner les deux points de mesure afin de diminuer cette erreur. Malgré le fait que cette solution n'a pas été testée, l'éloignement du second point de mesure pourrait limiter la dynamique de la réponse de température mesurée.

En imposant une puissance constante comme présenté dans la section 3.3.1, la température de jonction pourrait être estimée par le TSEP  $V_{gs,I_{ds}}$ . Ainsi, l'écart  $\Delta T_{j1}(= T_j - T_{b1})$  est calculé pour différentes valeurs de puissance. Les élévations de température sont alors dans un premier temps, moyennées en fonction du nombre  $N$  d'échantillons mesurés. Plus précisément, on prend la valeur moyenne des variations de température  $\Delta T_{j1}$  et  $\Delta T_{12}$  entre 5 s et 300 s (la durée pendant laquelle la variation de l'écart de température n'est pas trop élevée). La Figure 3.31 présente la relation entre les écarts de température  $\Delta T_{12}$  et  $\Delta T_{j1}$ , et la puissance dissipée  $P$ . Idéalement, ces deux courbes devraient être linéaires et passer par l'origine (0,0), en pratique, ces relations sont relativement bien linéaires mais avec des erreurs d'environ  $\pm 2^\circ\text{C}$  à  $P = 0$ .

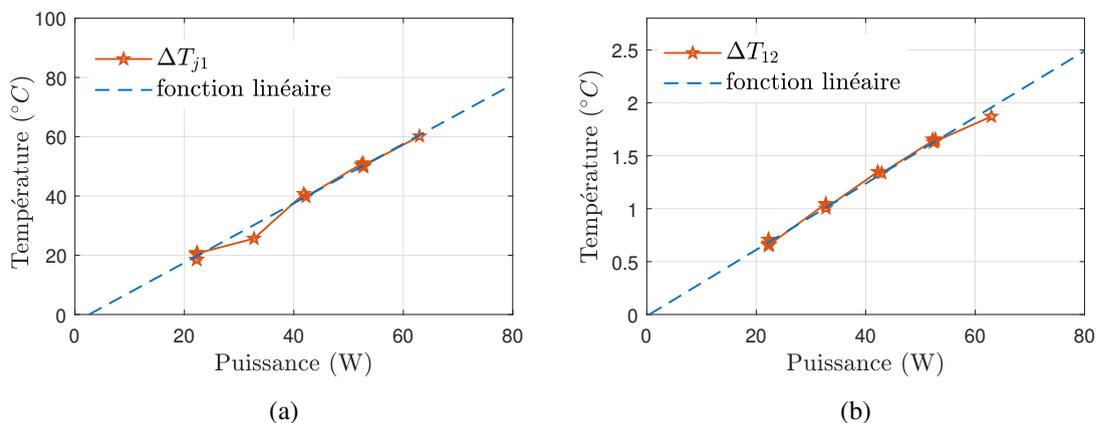


FIGURE 3.31 – (a)  $\Delta T_{j1}$  et (b)  $\Delta T_{12}$  en fonction de la puissance

Pour valider la méthode, nous avons réutilisé le montage avec conduction en régime de saturation avec injection d'un courant  $I_{ds}$  variable (Figure 3.23a) et mesuré la température au niveau de  $T_{b1}$  et  $T_{b2}$ . La Figure 3.32a présente la différence de température entre ces deux points de mesure. A partir de la relation  $\Delta T_{12}(P)$ , la puissance injectée au composant peut être déduite et la comparaison entre celle-ci et la valeur de référence est illustrée sur la Figure 3.32b. L'erreur de la puissance estimée est plus grande à  $t = 0^+$  et diminue à moins de 10 % vers 20 s.

Ayant la connaissance de la relation  $\Delta T_{j1}(P)$ , les températures de jonction du composant  $T_{j-calc}$  et  $T_{j-ref}$  sont également estimées à partir de  $P_{calc}$  et  $P_{ref}$ . La Figure 3.33 montre la comparaison entre ces résultats avec la température  $T_{j-est}$  estimée par le paramètre thermosensible. L'incertitude entre ces valeurs calculées ( $T_{j-calc}$  et  $T_{j-ref}$ ) et celle estimée est approximativement de  $6^\circ\text{C}$  à partir de 20 s.

Comme la différence de température entre les deux points dans le bloc n'est pas constante au cours du temps pour une dissipation de puissance constante, les fonctions linéaires  $\Delta T_{12}(P)$  et  $\Delta T_{j1}(P)$  déterminées sur la Figure 3.31 sont établies principalement à partir des valeurs moyennes de l'écart de température et ne présentent donc pas exactement la relation  $\Delta T(P)$  à tout instant.

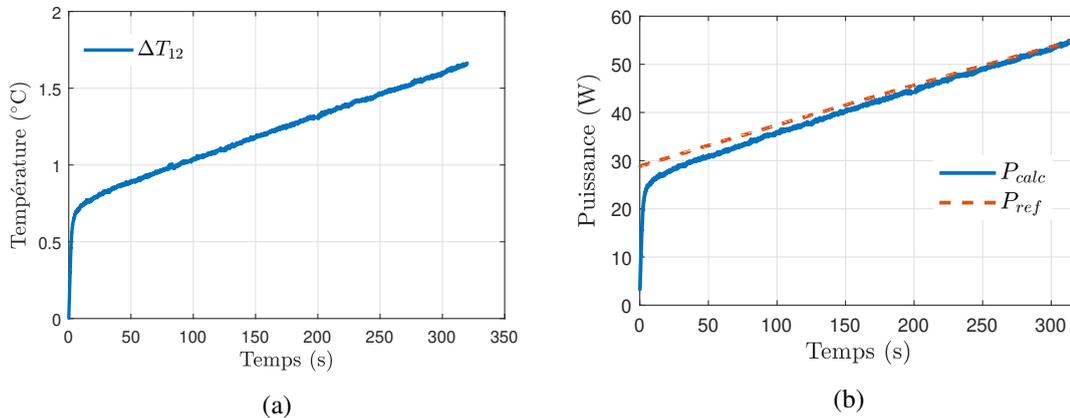


FIGURE 3.32 – (a) Variation de température  $\Delta T_{12}$  au cours du temps, (b) Comparaison entre la puissance de référence et la puissance calculée en fonction du temps

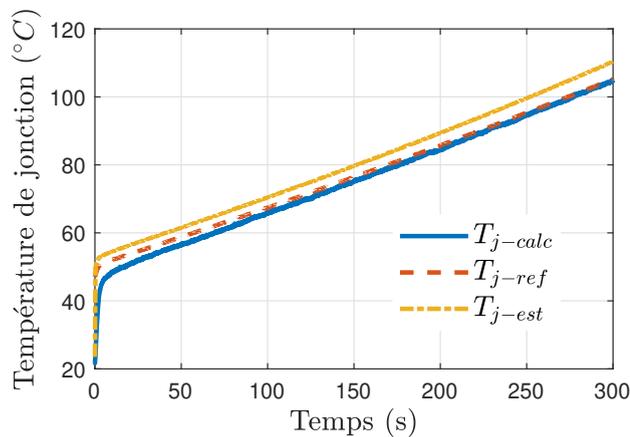


FIGURE 3.33 – Comparaison entre la température de jonction de référence et celles calculées en fonction du temps

De plus, la variation de température  $\Delta T_{12}$  est faible (moins de 2°C pour une puissance dissipée de 63 W), particulièrement aux premiers instants, et elle est donc plus sensible aux erreurs et bruits de mesure. Toutes ces raisons mentionnées ci-dessus peuvent expliquer l'incertitude des valeurs obtenues de puissance et de température de jonction du composant. Cette méthode pourrait toutefois être certainement améliorée en augmentant la variation de température : soit en injectant des puissances plus importantes, soit en éloignant les points de mesure de température. Nous n'avons malheureusement pas eu le temps d'évaluer ces deux possibilités.

### 3.6.2 Estimation de la température de jonction durant le fonctionnement du composant

Même si la précision n'est pas excellente (dans nos conditions de test), cette dernière méthode, simplifiant largement les calculs, pourrait être utilisée pour estimer directement la température de jonction du composant lors des mesures de pertes avec la méthode basée sur les impédances thermiques. Cela permettrait d'estimer facilement la valeur de la température du composant pendant

le temps de mesure de  $T_{b1}$  et  $T_{b2}$ , afin de contrôler le moment où cette dernière se rapproche de sa valeur maximale spécifiée.

Pour ce faire, il s'agit tout d'abord de déterminer les relations entre la puissance et les écarts de température des deux points de mesure locale dans le bloc  $\Delta T_{12}(P)$  ainsi que la relation entre la puissance dissipée et les écarts de température entre la jonction du composant et un point de mesure locale  $\Delta T_{j1}(P)$ . Dans un premier temps, pendant l'étape de détermination du modèle du système, les paramètres  $a_1$ ,  $a_2$  des équations (2.18) et (2.19) peuvent être calculés en imposant des puissances connues dans le composant (au minimum deux valeurs de puissance différentes) et en mesurant les températures  $T_{b1}$ ,  $T_{b2}$  et  $T_j$  (estimée par TSEP). Dans un second temps, à partir de ces équations, on peut déduire la fonction permettant de calculer  $T_j$  à partir des mesures de  $T_{b1}$  et  $T_{b2}$ . La mesure de  $\Delta T_{12}$  pendant le fonctionnement normal du composant permet alors d'estimer  $T_j$  en temps réel grâce aux équations suivantes :

$$\begin{aligned} T_j &= T_{b1} + a_2 \cdot (T_{b1} - T_{b2}) / a_1 \\ T_j &= T_{b1} \cdot \underbrace{(1 + a_2/a_1)}_{A_1} + T_{b2} \cdot \underbrace{(-a_2/a_1)}_{A_2} \end{aligned} \quad (3.13)$$

### 3.7 Analyse des erreurs d'estimation

Les erreurs d'estimation des pertes et de la température de jonction sont liées à plusieurs processus nécessaires à la mise en œuvre des méthodes : les mesures électriques (chaîne d'acquisition) et les traitements mathématiques ainsi que les échanges thermiques vers l'extérieur.

Concernant la chaîne d'acquisition, les précisions des outils de mesure sont données dans la section 3.2.1. Il est donc possible d'estimer l'erreur lors de la mesure électrique des pertes ( $V_{ds} \cdot I_{ds}$ ). La précision de la mesure de tension  $V_{ds}$  est due à l'enregistreur de données dont l'erreur statique maximale est de 0,075% à pleine échelle  $\pm 400 \mu$  V. L'erreur de mesure de  $V_{ds}$  est estimée à 0,1%. L'erreur de la mesure du courant  $I_{ds} = V_s/R_{shunt}$  est due à l'enregistreur (0,2%) et à la variation de la résistance de shunt  $R_{shunt}$  en fonction de la température. En connaissant le coefficient de température de  $R_{shunt}$  (3 ppm/°C) et en considérant que l'augmentation de température de cet appareil est inférieure à 50°C, nous avons estimé que l'erreur sur la puissance mesurée  $e_P$  est de 0,3%.

L'erreur de mesure de la température  $e_T$  est liée aux incertitudes de calibration de la sonde Pt100, aux incertitudes de mesure du multimètre utilisé (son erreur est inférieure à 0,2°C), à l'amplificateur d'instrumentation et à la précision de l'enregistreur de données. Elle est estimée à 0,5-1°C, l'erreur principale étant due au gain de l'amplificateur. Néanmoins, la calibration de mesure de température réalisée dans section 3.2.1 a permis de limiter cette erreur, donc  $e_T$  dépend principalement de la précision de la sonde Pt100 de référence et du multimètre et peut-être considérée inférieure à 0,2°C.

Comme la mesure de la température est effectuée avec la même chaîne d'acquisition, l'erreur sur  $\theta_{bi}$  ( $i = 1, 2$ ) et  $\theta_j$  devrait être annulée (équation (3.4)). Cependant, dans le pire des cas, l'erreur maximale de température sera de l'ordre de 0,2°C, ce qui correspond à une erreur  $e_T$  de 1% à 0,2% pour une variation de température entre 20°C et 100°C. La mesure de l'impédance thermique (équations (3.5), (3.6)) comporte une erreur totale de variation de température  $e_T$  de 1%, celle de l'estimation de la puissance  $e_P$  est de l'ordre de 0,3% et enfin l'erreur sur la détermination des impédances thermiques  $e_Z$  est comprise entre 0,3% et 1,3%.

Les pertes réelles qui peuvent être estimées par l'équation (3.8), dépendent de l'impédance thermique préalablement déterminée et de la mesure de température dans ce cas, donc son erreur  $e_{P_c}$  est d'environ 0,6 à 1,6% ( $e_Z + e_T$ ) et la température de jonction est déduite de l'équation (3.11) avec une erreur d'environ 0,6°C à 3°C ( $e_{P_c} + e_Z \approx 3\%$  pour une augmentation de température de jonction entre 20°C et 100°C). L'erreur considérable de la température de jonction est également due à la variation de la valeur de la résistance de shunt. Ainsi, le choix d'une valeur fixe de cette résistance et l'utilisation de la même chaîne d'acquisition lors des tests expérimentaux peuvent réduire ces erreurs.

En ce qui concerne le traitement mathématique, les erreurs sont liées à la fréquence d'échantillonnage choisie (section 2.5.2.c) et à la valeur de  $\varepsilon$  (valeur ajoutée pour faire converger les calculs - (2.23)). Une simulation réalisée avec une période d'échantillonnage de 10 ms et  $\varepsilon = 0,01$  donne une erreur d'estimation de 0,2% pour le calcul des pertes et de 0,2°C pour l'évaluation de la température de jonction (après 1 s).

Les pertes et la température du composant estimées sont toutefois comparées à la valeur de référence, qui présente également une erreur de mesure en pratique. Par conséquent, la différence entre ces paramètres est d'environ 2% pour la puissance et de 3°C pour la température de jonction. Cela confirme les erreurs pratiques obtenues lors du travail expérimental pour la méthode basée sur l'impédance thermique.

Pour compléter l'analyse, il faut noter que, lors de l'utilisation de ces méthodes dans les convertisseurs de puissance, la vitesse de commutation élevée du composant (impliquant de forts  $dv/dt$ ), et les couplages capacitifs entre le dissipateur thermique et les commutateurs de puissance induiront des interférences qui perturberont les mesures de température. Ces problèmes doivent être résolus pour garantir la faisabilité des méthodes proposées. En outre, certaines techniques de traitement du signal après la collecte des données pourraient être utilisées pour réduire le bruit de mesure.

### 3.8 Conclusion

La validation expérimentale des méthodes proposées a été effectuée dans un premier temps pour retrouver les pertes dans le composant en régime de conduction. Ces conditions de test spécifiques ont été choisies pour plusieurs raisons : la simplification des mesures électriques des pertes avec lesquelles les résultats obtenus peuvent être comparés ; la possibilité de mesurer les paramètres électriques thermosensibles pour estimer la température du composant puis identifier les impédances thermiques du système et enfin elles permettaient de s'affranchir des perturbations électromagnétiques générées par les commutations et pouvant bruite les mesures de température.

La méthode basée sur l'impédance thermique donne de meilleurs résultats que celle basée sur la différence de température. Les résultats de l'estimation de la puissance sont acceptables avec une erreur de l'ordre de 2%. La température de jonction du composant est estimée avec une erreur de  $\pm 2^\circ\text{C}$ . Alors que les résultats de puissance et de température estimées avec la deuxième méthode présentent une erreur plus importante dans les premiers instants et une erreur inférieure à 10% ou approximativement de 6°C après 20 s de test. Pour améliorer la précision de cette méthode, il pourrait être envisagé d'éloigner les capteurs de température les uns des autres pour obtenir une plus grande valeur de la différence de température, ce qui rendrait cette méthode moins sensible aux erreurs de mesure.

Bien que l'incertitude des résultats obtenus par la deuxième méthode proposée soit grande,

cette méthode peut également être utilisée pour estimer relativement le niveau des pertes dissipées ou de la température de jonction du composant. Basé sur des calculs simples et rapides à mettre en œuvre, elle pourrait être mise en œuvre, en complément de la méthode basée sur l'impédance thermique afin d'obtenir une estimation en temps réel (même entachée d'erreur) de la température de jonction du composant pendant la durée de la mesure et éviter que la température de jonction n'excède la valeur maximale spécifiée dans les notices constructeurs.

La méthode basée sur l'impédance thermique ayant été validée lorsque les composants sont en régime de conduction, nous chercherons, dans le chapitre suivant à valider également cette méthode en régime de commutation pour une utilisation cette fois-ci réaliste du composant. Le défi consistera à limiter l'effet des interférences électromagnétiques générées par les commutations sur les mesures et notamment sur les mesures de température.



## Chapitre 4

---

# Validation de la méthode en fonctionnement normal

---

### SOMMAIRE

---

4.1	INTRODUCTION . . . . .	90
4.2	CAS D'ÉTUDE . . . . .	90
4.3	PERTES DU COMPOSANT « HIGH SIDE » . . . . .	92
4.3.1	Séparation des pertes . . . . .	94
4.3.2	Influence des paramètres . . . . .	95
4.4	PERTES DU COMPOSANT « LOW SIDE » . . . . .	98
4.4.1	Identification de l'impédance thermique . . . . .	98
4.4.2	Estimation des pertes de la diode intrinsèque . . . . .	101
4.5	BRUIT DE MESURE . . . . .	104
4.6	CONCLUSION . . . . .	106

---

### *Résumé*

*L'application de la méthode proposée est mise en œuvre dans ce chapitre afin de déterminer les pertes totales du transistor ainsi que les pertes de la diode intrinsèque du composant MOSFET en mode de commutation. Un banc de test avec une cellule de commutation de type hacheur est proposé pour la validation expérimentale de cette méthode. Sa mise en œuvre et l'identification du modèle thermique correspondant sont décrits dans la section 2. Ensuite, l'estimation des pertes des composants « high side » et « low side » est présentée dans les sections 3 et 4. La séparation des pertes par conduction et des pertes par commutation est également décrite et l'influence des paramètres du circuit sur les pertes est analysée. Enfin, la dernière section se focalise sur la principale limitation de la méthode proposée dans un environnement de commutation, à savoir le bruit de mesure, notamment en ce qui concerne la mesure de la température, et les efforts déployés pour surmonter cette limitation.*

## 4.1 Introduction

Les deux méthodes proposées dans cette thèse qui sont basées sur des mesures de température en régime instationnaire permettent d'estimer les pertes et également la température de jonction du composant. Leurs principes et leurs validations en simulation ont été présentés dans le chapitre 2, puis leur mise en œuvre a été évaluée par des tests expérimentaux préliminaires en mode de conduction dans le chapitre 3. Un des intérêts de ces méthodes est de permettre au composant de fonctionner dans son environnement électrique réel. Parmi les deux méthodes proposées, pour des raisons de plus grande précision, la méthode basée sur l'impédance thermique a été retenue ici pour la validation expérimentale dans un environnement de commutation. Elle sera évaluée dans ce chapitre pour différentes conditions d'essai. En ce qui concerne la commutation des transistors, le principal défi réside dans les difficultés de mesure liées à un environnement électromagnétique très contraignant.

## 4.2 Cas d'étude

La Figure 4.1 montre le schéma de principe du hacheur qui sera utilisé pour les expérimentations décrites dans ce chapitre. Les deux transistors sont des MOSFET IRF640N (200 V, 18 A @  $T_C = 25^\circ\text{C}$ ). Le circuit est alimenté par une source de tension  $V_{dc}$  d'une valeur variant entre 50 et 100 V. Une inductance de valeur de  $247 \mu\text{H}$  et une charge électronique résistive contrôlent le courant de sortie  $I_{ch}$  dont la valeur moyenne est fixée à 13 A. Une fréquence de commutation  $f_d$  de 80 kHz et un rapport cyclique  $D$  de 0,7 ont été retenus dans un premier temps. La température à l'intérieur du bloc est mesurée à une fréquence d'échantillonnage  $f_s$  de 100 kHz.

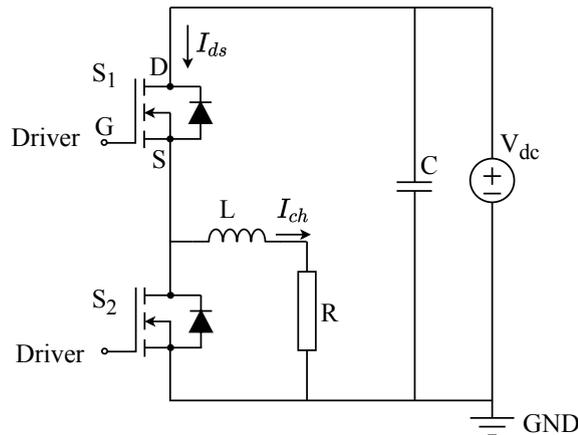


FIGURE 4.1 – Schéma de la cellule de commutation

Pour chaque mesure, les pertes d'un seul des deux transistors de la cellule de commutation sont évaluées. Ainsi, le bloc en cuivre dans lequel se trouve le capteur de température est mis au-dessous du composant à caractériser (DUT). Afin de permettre le refroidissement du deuxième transistor, ce dernier est placé sur un dissipateur supplémentaire (Figure 4.2b). Le composant sous test est isolé thermiquement par des couches isolantes. La graisse thermique qui avait été utilisée précédemment comme interface thermique entre le composant et le bloc dans les derniers tests est ici remplacée par un pad thermique (Gap Pad 5000S35, *Bergquist*) afin d'assurer l'isolation électrique du bloc.

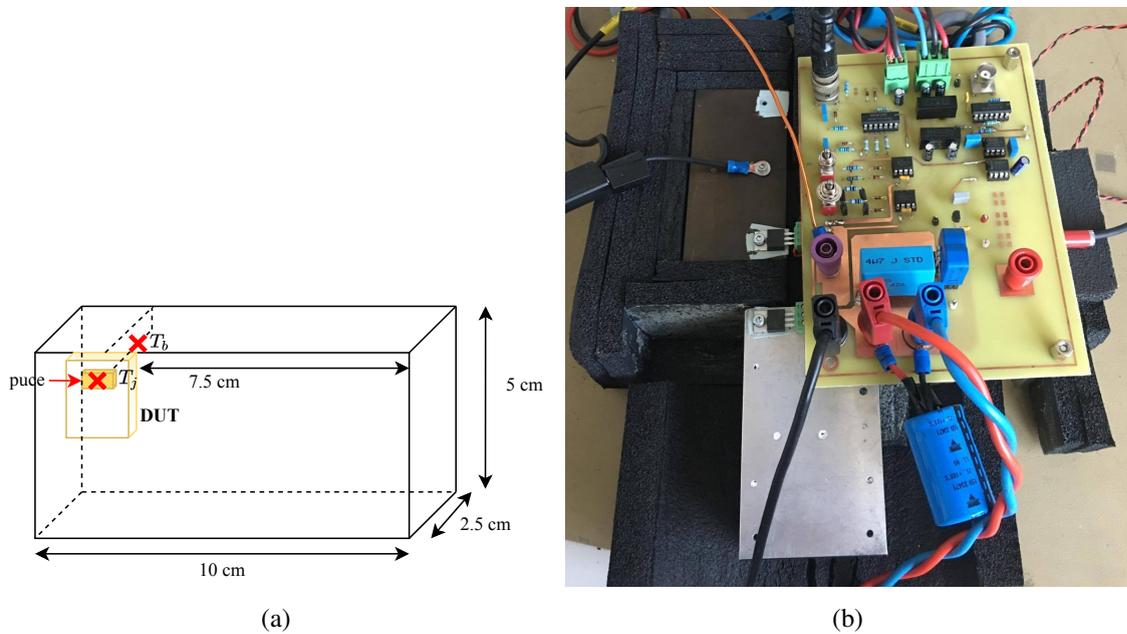


FIGURE 4.2 – (a) Modification de la position du composant sur le bloc, (b) Banc de test

Afin de limiter la surface de la boucle de commutation, les deux transistors doivent être proches ce qui nécessite de ne plus centrer le composant sur le bloc comme cela était fait dans les parties précédentes mais de le positionner sur un des côtés (Figure 4.2). Puisque la position du composant mis sur le bloc a été changée (Figure 4.2a), le modèle thermique du système «composant-bloc» est également modifié. Les impédances thermiques  $Zth_j$  et  $Zth_b$  sont identifiées à nouveau en maintenant le composant en conduction avec le courant passant  $I_{ds}$  égal à 8 A, de la même façon que les résultats présentés dans la section 3.4.2. Les pertes par conduction sont facilement déterminées par des mesures électriques (Figure 4.3a). En même temps, la température de jonction du composant est estimée à travers la variation de la résistance à l'état passant du MOSFET et sa relation avec la température  $R_{dson}(T_j)$ .

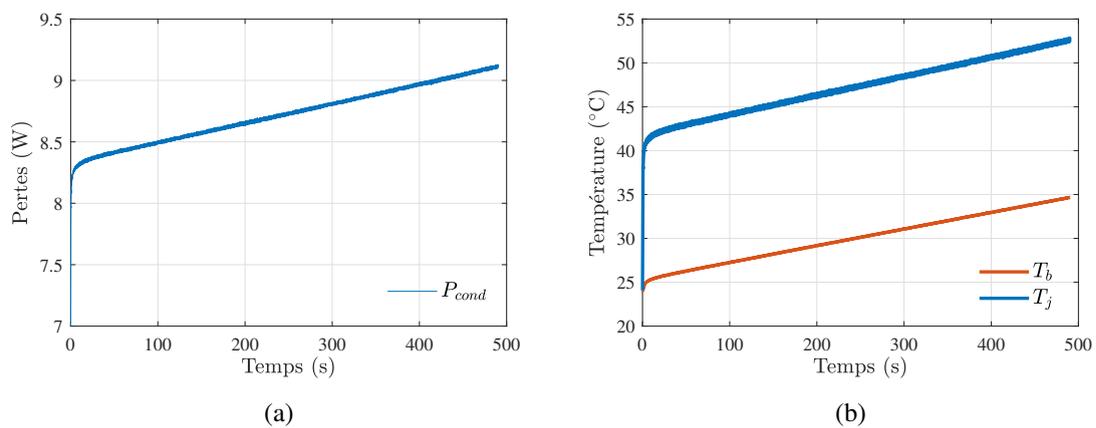


FIGURE 4.3 – (a) Pertes par conduction, (b) Température mesurée dans le bloc et température de jonction du composant

En connaissant la température mesurée dans le bloc  $T_b$  et la température de jonction  $T_j$  (Figure

4.3b), les dérivées de l'impédance thermique  $Z_{thj}$  et  $Z_{thb}$  sont identifiées à nouveau avec cette nouvelle position du composant sous test sur le bloc (Figure 4.4). La dérivée de l'impédance thermique  $Z_{thb}$  aux premiers temps est plus faible que celle présentée dans la section 3.4 ( $0,045 \text{ K}\cdot\text{W}^{-1}\cdot\text{s}^{-1}$  par rapport  $0,07 \text{ K}\cdot\text{W}^{-1}\cdot\text{s}^{-1}$ ), alors que la valeur maximale de  $Z_{thj}$  est plus élevée que celle mesurée précédemment (environ  $50 \text{ K}\cdot\text{W}^{-1}\cdot\text{s}^{-1}$ ).

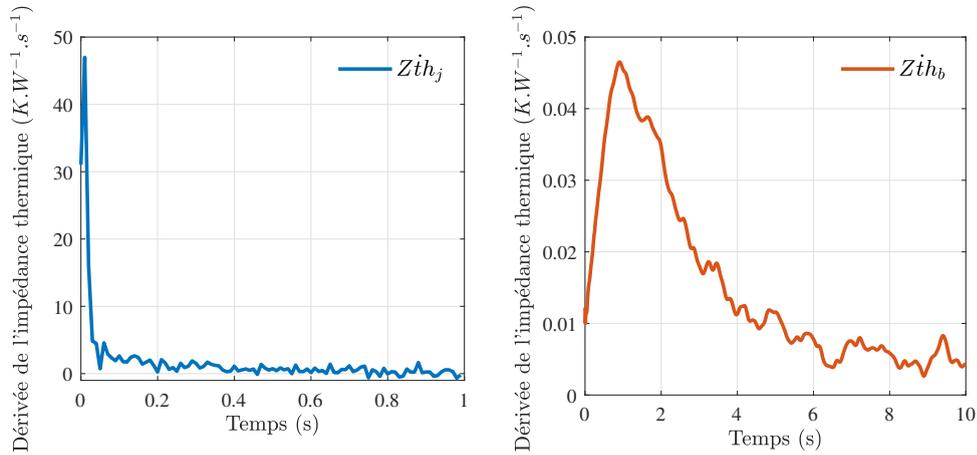


FIGURE 4.4 – Dérivée de l'impédance thermique après avoir modifié la position du composant sur le bloc (a)  $Z_{thj}$  (b)  $Z_{thb}$  (pas de temps de 0,01 s)

Lorsque le MOSFET fonctionne en régime de commutation dans cette cellule de commutation, les pertes totales dans le composant à semi-conducteur ainsi que la température de jonction peuvent être déterminées en utilisant la même méthodologie que celle présentée précédemment dans la section 3.5. En connaissant l'augmentation de la température  $\theta_b$  dans le bloc et la dérivée de l'impédance thermique  $Z_{thb}$ , les pertes totales  $P_{calc}$  peuvent être calculées par l'équation (3.8) ou en générale par l'équation suivante :

$$P_{calc}(t) = \text{deconvolution}(Z_{thb}(t), \theta_b(t)) \quad (4.1)$$

Alors, en prenant les pertes estimées par l'équation (4.1) et en utilisant l'impédance thermique  $Z_{thj}$ , la température de jonction peut être déterminée en fonction du temps :

$$T_{j-calc}(t) = Z_{thj}(t) * P_{calc}(t) + T(0) \quad (4.2)$$

Après avoir obtenu ces résultats, l'évolution des pertes totales en fonction de la température de jonction du composant peut être déduite. Dans les parties suivantes, la validation de la méthode proposée sera effectuée pour estimer les pertes du composant « high side »  $S_1$  puis celles du composant « low side »  $S_2$  de la cellule de commutation (Figure 4.1).

### 4.3 Pertes du composant « high side »

Tout d'abord, nous nous concentrons sur les pertes totales du composant « high side »  $S_1$ . Pour la configuration de la cellule de commutation illustrée à la Figure 4.1, lors de la commutation complémentaire des deux composants, la diode interne du composant « high side » ne conduit jamais, de sorte que les pertes totales du composant n'incluent pas les pertes de la diode. Le

composant sous test (DUT) est placé sur le bloc métallique, tandis que le composant « low side » est fixé à un dissipateur thermique séparé.

Avec les paramètres de la cellule de commutation mentionnés dans la section 4.2, les calculs des pertes totales et de la température de jonction du composant sont effectués par l'intermédiaire des équations (4.1) et (4.2), et les résultats obtenus sont présentés sur les Figure 4.5a et Figure 4.5b.

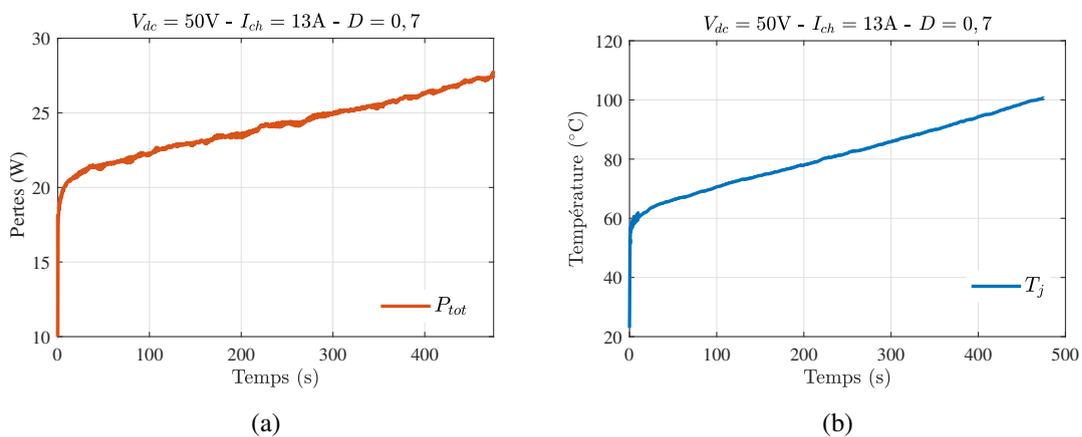


FIGURE 4.5 – (a) Pertes totales du composant  $S_1$ , (b) Température de jonction du composant en fonction du temps ( $V_{dc} = 50\text{ V}$ ,  $I_{ch} = 13\text{ A}$ ,  $f_d = 80\text{ kHz}$ ,  $D = 0,7$ )

Par conséquent, la variation des pertes totales en fonction de la température de jonction  $P_{tot}(T_j)$  est déterminée et représentée sur la Figure 4.6 par la courbe rouge.

La précision de ces calculs dépend de la précision des instruments utilisés pour les mesures de tension et de température (l'erreur pour l'estimation de la puissance est de 0,3% et l'erreur de température est estimée inférieure à 0,5°C). En outre, les interférences dans les convertisseurs à commutation de fréquence de découpage élevée peuvent augmenter le bruit de mesure et affecter la précision de la mesure de la température. Plusieurs facteurs tels que la fréquence de commutation, la tension drain-source, la résistance de grille, les connexions à la terre... ont une influence significative sur le bruit affectant les mesures de température. Les problèmes du bruit de mesure et les efforts pour les améliorer seront présentés dans la section 4.5.

Basée sur l'évolution des pertes en fonction de la température de jonction  $P_{tot}(T_j)$  obtenue sur une faible plage de température (des valeurs obtenues à partir de 0,5 s), une extrapolation quadratique est effectuée dans une plage de température plus large  $T_j = [30^\circ\text{C}, 120^\circ\text{C}]$  (courbe bleue sur la Figure 4.6). Les erreurs observées aux tous premiers instants (valeurs de pertes faibles) sont plus importantes que celles obtenues après un temps plus long. Le même problème mais avec moins d'effet peut être observé sur la Figure 3.27. Il est donc nécessaire d'augmenter la durée de test afin d'estimer les pertes totales à une température de jonction plus élevée.

Dans la section suivante, les conditions d'essai telles que la fréquence de commutation, le rapport cyclique ou la résistance de grille seront modifiées pour valider la méthode proposée et séparer les pertes par conduction et par commutation.

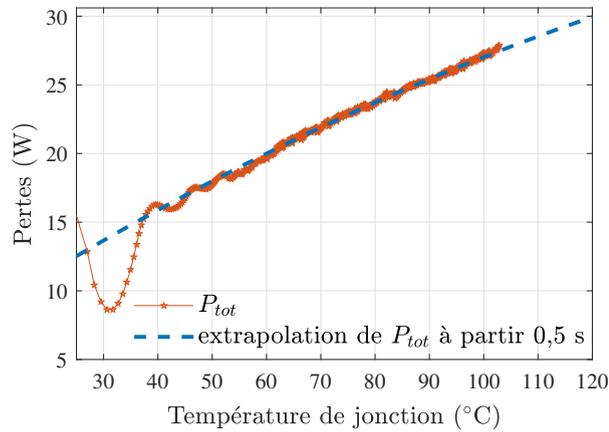


FIGURE 4.6 – Pertes totales en fonction de la température de jonction du composant ( $V_{dc} = 50$  V,  $I_{ch} = 13$  A,  $f_d = 80$  kHz,  $D = 0,7$ ,  $R_g = 10$   $\Omega$ )

### 4.3.1 Séparation des pertes

Sur la base de la relation entre la température de jonction et la résistance à l'état passant  $R_{dson}(T_j)$  déterminée dans la section 3.3, les pertes par conduction du composant peuvent être facilement calculées en fonction de la température par :

$$P_{cond}(T_j) = D \cdot I_{ds}^2 \cdot R_{dson}(T_j) \quad (4.3)$$

A courant de drain fixé, les pertes par conduction dépendent de la température de jonction  $T_j$  et du rapport cyclique  $D$ . Leur variation avec la température est représentée par la courbe bleue sur la Figure 4.7. Par conséquent, en prenant en compte les pertes totales et les pertes par conduction, les pertes par commutation peuvent également être déterminées et sont représentées par la courbe verte sur la Figure 4.7.

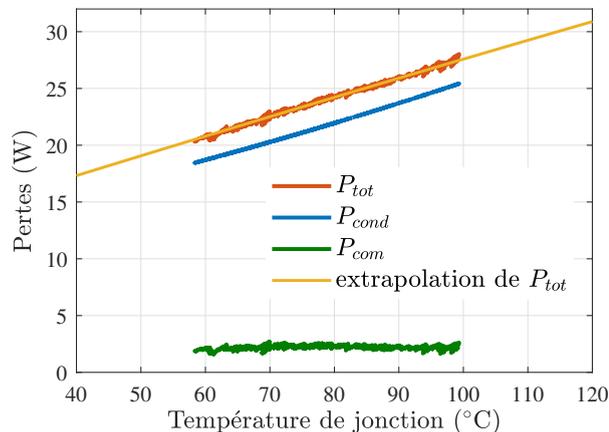


FIGURE 4.7 – Pertes totales mesurées, pertes par conduction calculées par (4.3) et pertes par commutation déduites du composant ( $V_{dc} = 50$  V,  $I_{ch} = 13$  A,  $f_d = 80$  kHz,  $D = 0,7$ ,  $R_g = 10$   $\Omega$ )

Dans ces conditions d'essai, la valeur des pertes par commutation est faible, de sorte que la précision de cette estimation peut être fortement influencée par le bruit de mesure. Afin d'observer

plus précisément les pertes par commutation, le rapport entre les pertes par conduction et les pertes par commutation sera réduit en diminuant le rapport cyclique ou en augmentant la fréquence de commutation.

### 4.3.2 Influence des paramètres

#### 4.3.2.a Fréquence de commutation

Théoriquement, les pertes par conduction ne sont pas influencées par la fréquence de commutation (équation (4.3)) toutes choses égales par ailleurs, et donc l'évolution des pertes totales avec la fréquence de commutation  $f_d$  dépend uniquement de la variation des pertes par commutation avec la fréquence  $f_d$ .

La Figure 4.8 présente l'influence de la fréquence de découpage sur les pertes pour deux valeurs de  $f_d$  (50 kHz et 100 kHz).

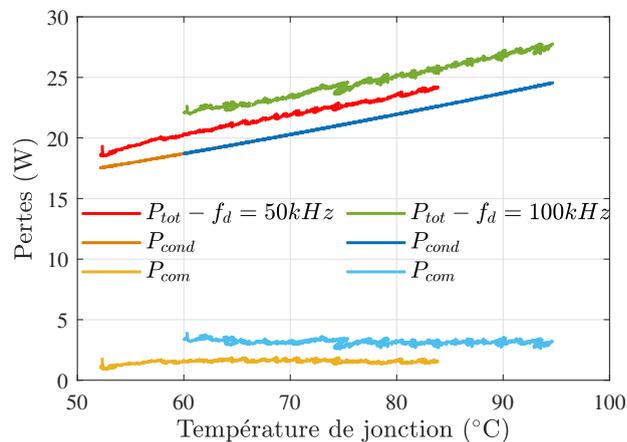


FIGURE 4.8 – Pertes totales mesurées, pertes par conduction calculées et pertes par commutation déduites ( $V_{dc} = 50\text{ V}$ ,  $I_{ch} = 13\text{ A}$ ,  $f_d = 50\text{ kHz} / 100\text{ kHz}$ ,  $D = 0,7$ ,  $R_g = 10\ \Omega$ )

Comme prévu, en considérant que la variation des pertes par conduction est indépendante de la valeur de  $f_d$ , la Figure 4.8 montre que les pertes par commutation du composant sont doublées quand la fréquence de commutation est multipliée par deux.

En prenant la moyenne des valeurs de pertes à une valeur de température  $T_j$  ( $\pm 0,1^{\circ}\text{C}$ ), la Figure 4.9 présente les pertes totales en fonction de la fréquence de découpage à quatre valeurs de température  $T_j$ . Les valeurs des pertes obtenues par interpolation linéaire à la fréquence nulle sont équivalentes aux pertes par conduction du composant  $P_{cond}$ . Par exemple, nous pouvons observer ici que  $P_{cond}$  est égale à 19 / 20,4 / 22 / 23,7 W respectivement aux températures 60°C, 70°C, 80°C et 90°C, ce qui correspond aux valeurs déterminées par l'équation (4.3).

#### 4.3.2.b Rapport cyclique

Dans les tests suivants, le rapport cyclique est modifié afin d'observer son influence sur les pertes par commutation et par conduction :  $D = 0,6 / 0,7 / 0,8$ .

En tenant compte de la variation des pertes par conduction avec le rapport cyclique, la Figure 4.10 montre aussi que les pertes par commutation sont presque identiques pour les trois rapports

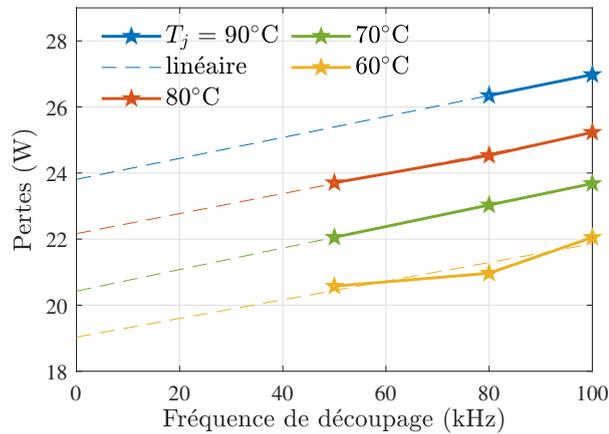
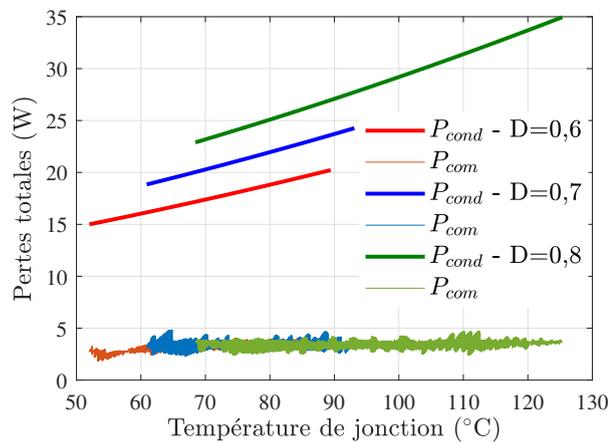


FIGURE 4.9 – Pertes totales en fonction de la fréquence de découpage

FIGURE 4.10 – Pertes par conduction calculées et pertes par commutation déduites :  $V_{dc} = 50\text{ V}$ ,  $I_{ch} = 13\text{ A}$ ,  $f_d = 100\text{ kHz}$ ,  $D = 0,6 / 0,7 / 0,8$ ,  $R_g = 10\ \Omega$ 

cycliques différents : les pertes par commutation ne dépendent donc pas, comme prévu, du rapport cyclique  $D$ .

Dans tous les cas de test ci-dessus, pour les mêmes contraintes électriques ( $V_{dc} = 50\text{ V}$  et  $I_{ch} = 13\text{ A}$ ), les énergies de commutation doivent avoir la même valeur quels que soient le rapport cyclique et la fréquence de commutation. La Figure 4.11 illustre l'estimation de l'énergie de commutation sur la base des différentes mesures présentées précédemment. Comme le montre la Figure 4.11, elle est effectivement indépendante du rapport cyclique et de la fréquence de commutation et semble être relativement indépendante de la température pour ce MOSFET en silicium.

#### 4.3.2.c Résistance de grille

Les pertes par commutation sont également influencées par la résistance de grille qui contrôle la vitesse de commutation au blocage et à l'amorçage. L'influence de la résistance de grille  $R_g$  est examinée sur la figure ci-dessous. Le rapport cyclique est réduit à  $D = 0,2$  afin de minimiser les

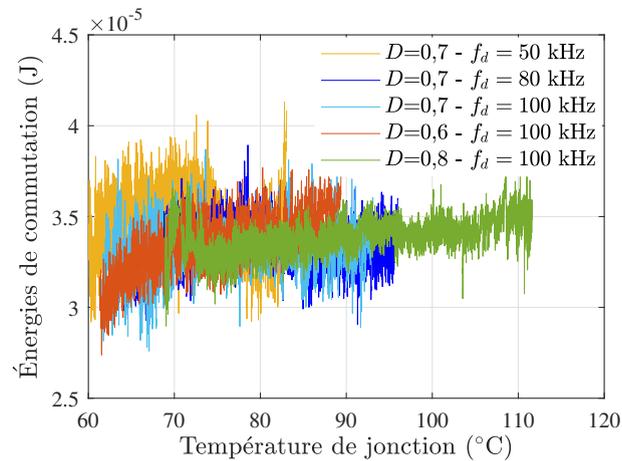


FIGURE 4.11 – Énergies de commutation ( $V_{dc} = 50$  V,  $I_{ch} = 13$  A,  $f_d = 50$  kHz / 80 kHz / 100 kHz,  $D = 0,6 / 0,7 / 0,8$ ,  $R_g = 10$   $\Omega$ )

perles par conduction, et la tension d'entrée  $V_{dc}$  est augmentée jusqu'à 90 V pour que les pertes par commutation puissent être augmentées.

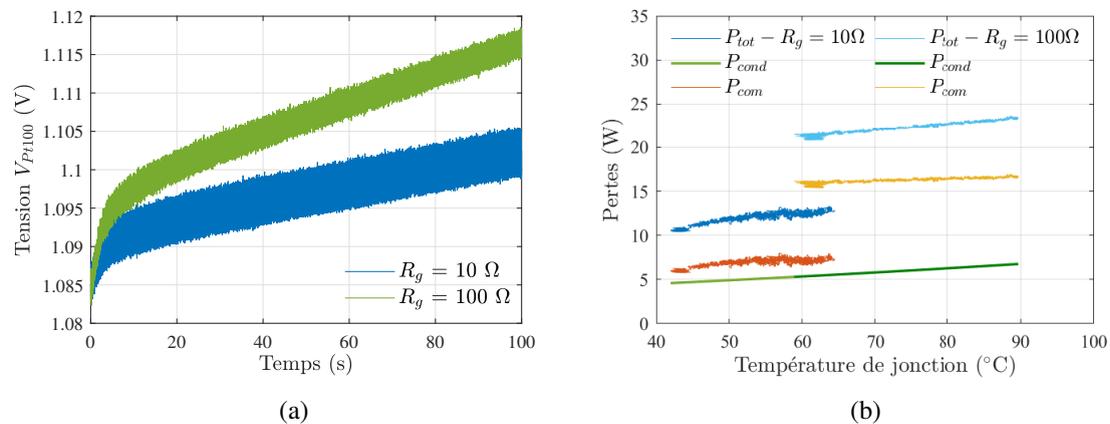


FIGURE 4.12 – (a) Tension de la sonde Pt100 mesurée pour deux différentes résistances de grille, (b) Dépendance des pertes totales, de conduction et de commutation à la résistance de grille ( $V_{dc} = 90$  V,  $I_{ch} = 13$  A,  $f_d = 50$  kHz,  $D = 0,2$ ,  $R_g = 10$   $\Omega$  / 100  $\Omega$ )

Les pertes par conduction (courbes vertes) et celles par commutation (autres courbes) sont indiquées sur la Figure 4.12b pour deux valeurs de résistance de grille ( $R_g = 10$   $\Omega$  et 100  $\Omega$ ). La résistance de grille a un effet significatif sur les pertes par commutation mais, comme prévu, pas sur les pertes par conduction. En effet, la mesure des pertes totales à différents niveaux de fréquences de commutation vérifie que l'augmentation de la résistance de grille n'entraîne qu'une mineure variation des pertes par conduction (Figure 4.13), ce qui peut être expliquée par la modification du temps de conduction.

De plus, comme nous pouvons le voir sur la Figure 4.12a, pour les courbes de tension de la sonde Pt100 mesurées (avant filtrage), le bruit de mesure semble plus faible avec la résistance de grille de 100  $\Omega$  et cela pourrait s'expliquer par la diminution du  $dv/dt$  dans ce cas.

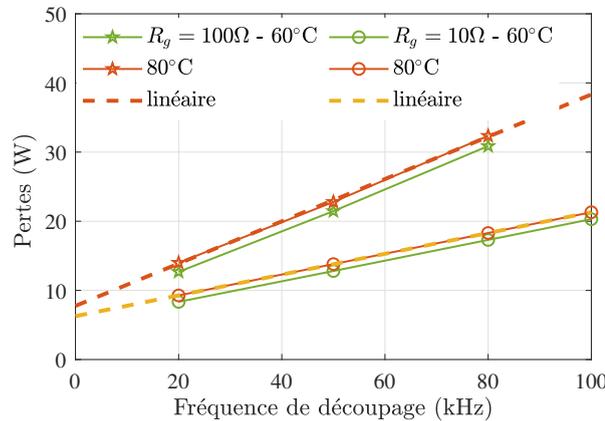


FIGURE 4.13 – Pertes en fonction de la fréquence de découpage ( $V_{dc} = 90\text{ V}$ ,  $I_{ch} = 13\text{ A}$ ,  $f_d = 50\text{ kHz}$ ,  $D = 0,2$ ,  $R_g = 10\ \Omega / 100\ \Omega$ )

#### 4.4 Pertes du composant « low side »

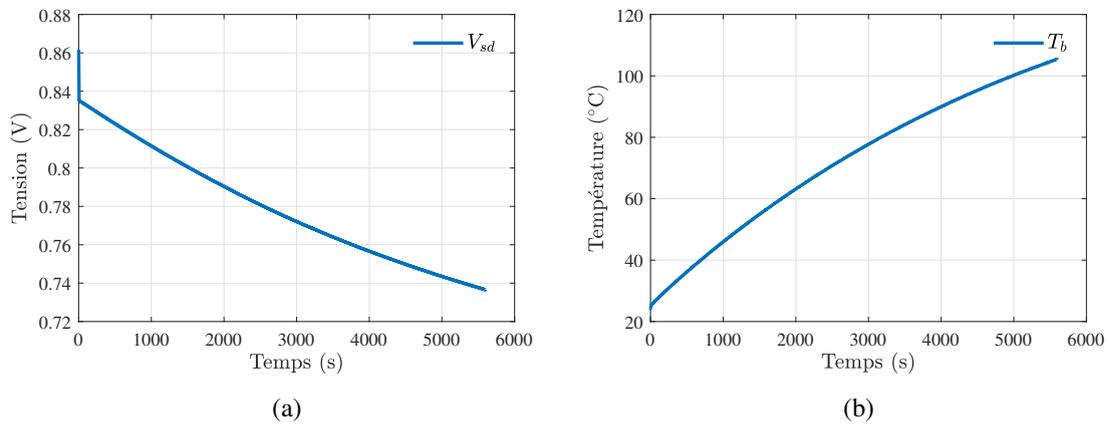
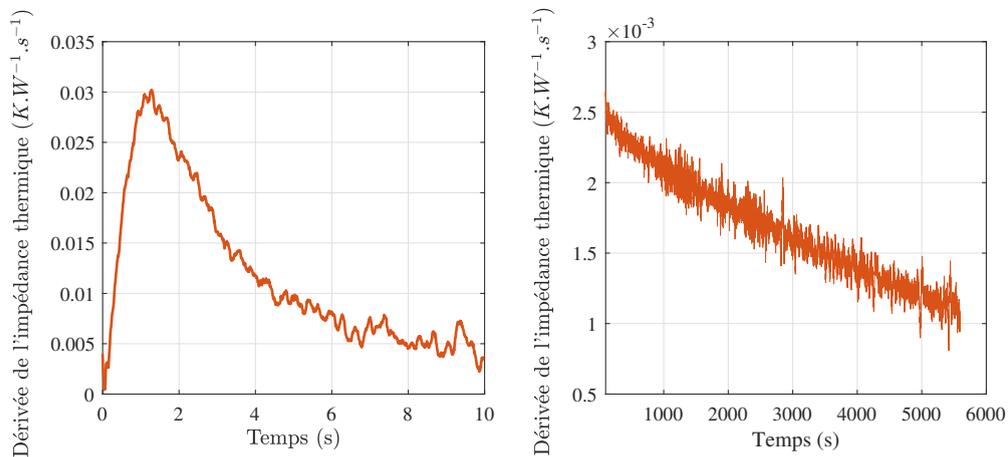
Dans cette section, le composant « low side »  $S_2$  de la cellule de commutation est considéré comme le composant sous test (DUT). La position du bloc et celle du dissipateur sont modifiées : le composant « low side » est fixé sur le bloc tandis que le composant « high side » est placé sur le dissipateur. Dans la configuration illustrée sur la Figure 4.1, lorsque le composant « high side » est à l'état bloqué, les pertes dissipées par le composant « low side » correspondent aux pertes de la diode intrinsèque du composant car le composant « low side » est maintenu continuellement bloqué.

##### 4.4.1 Identification de l'impédance thermique

Afin d'assurer la précision de la validation, l'identification du modèle thermique est effectuée à nouveau. Une caractérisation préliminaire avec le seul composant  $S_2$  mis en série avec une source de tension et une résistance est utilisée pour identifier à nouveau le modèle thermique. Le DUT est à l'état bloqué avec une tension grille-source  $V_{gs} = 0$ , le courant à travers le composant circulant dans le sens inverse (de la patte S à D) est contrôlé par la source de tension et la charge résistive électronique : la diode intrinsèque du composant reste conductrice avec le courant  $I_{sd}$  égal à 11 A. Le courant  $I_{sd}$  et la tension à l'état passant de la diode intrinsèque dans le sens direct  $V_{sd}$  sont mesurés, puis les pertes par conduction de la diode peuvent être déterminées facilement. La Figure 4.14a montre que la tension source-drain diminue au cours du temps (coefficient de température négatif pour la diode intrinsèque à ce niveau de courant).

En mesurant la température dissipée sur le bloc  $T_b$  (Figure 4.14b), l'impédance thermique  $Z_{th_b}$  peut être déterminée et sa dérivée est présentée sur la Figure 4.15. La durée de mesure est augmentée afin d'obtenir les valeurs d'impédance thermique sur un temps long.

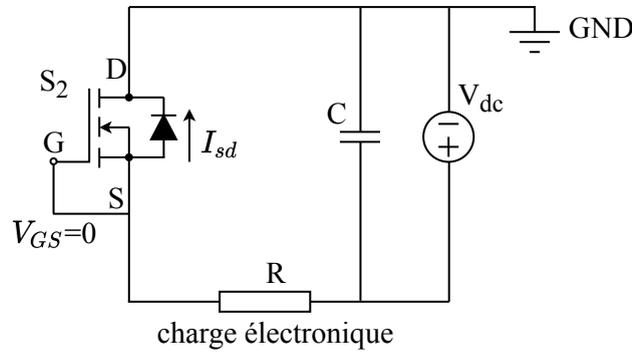
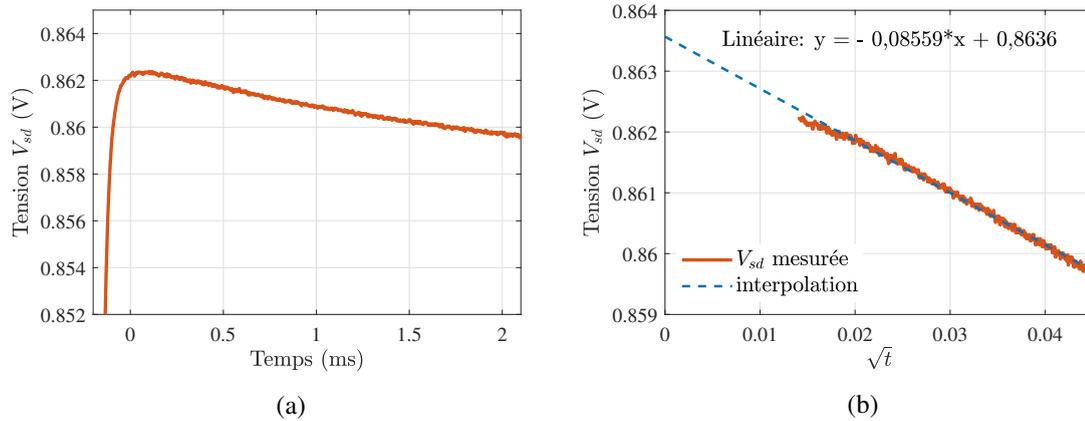
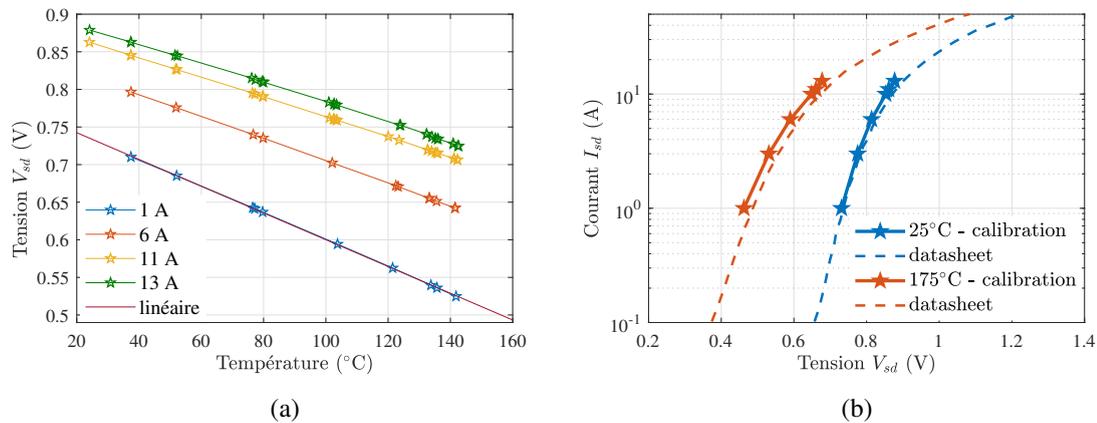
Lors des précédentes caractérisations, en raison du court temps de mesure, il semblait que la dérivée de l'impédance thermique  $Z'_{th_b}$  était presque constante au bout d'un certain temps. Cependant, lors de l'augmentation de la durée de mesure dans ce cas, nous pouvons observer sur la Figure 4.15b que  $Z'_{th_b}$  diminue au cours du temps (de  $2,5 \cdot 10^{-3}\text{ K}\cdot\text{W}^{-1}\cdot\text{s}^{-1}$  à  $10^{-3}\text{ K}\cdot\text{W}^{-1}\cdot\text{s}^{-1}$  pendant environ 100 minutes).

FIGURE 4.14 – (a) Tension  $V_{sd}$  mesurée, (b) Température mesurée dans le blocFIGURE 4.15 – Dérivée de l'impédance thermique  $Z_{thb}$  (a) sur 10 s (b) sur 5500 s

Pour la diode intrinsèque du MOSFET, la tension en direct  $V_{sd}$  dépend de la température de jonction  $T_j$  et du courant  $I_{sd}$ . Le coefficient de température est négatif pour les faibles valeurs de courant et augmente avec des courants élevés. Par conséquent, afin d'estimer la température de jonction  $T_j$  dans ce cas, une calibration de la relation entre la tension  $V_{sd}$  et la température est effectuée pour différents niveaux de courant  $I_{sd}$  avec le circuit électrique montré sur la Figure 4.16. Le courant traverse la diode dans un court temps (2 ms) et puis la tension  $V_{sd}$  est mesurée à une certaine valeur de température. La température du composant est contrôlée par une plaque chauffante.

La procédure de calibration n'est pas très différente de celle présentée dans la section 3.3, la tension  $V_{sd}$  au temps initial peut être trouvée à partir d'une extrapolation de la fonction linéaire de  $V_{sd}$  à la racine carrée du temps (Figure 4.17). En répétant cette mesure dans la plage de température [25 - 140°C], les relations de  $V_{sd}(T_j)$  pour différentes valeurs de courant sont déduites et présentées sur la Figure 4.18a.  $V_{sd}$  présente une variation linéaire sur la plage de température calibrée et le coefficient de température reste négatif pour l'ensemble des courants utilisés pour cette calibration (la sensibilité à la température est de -1,78 mV/K pour 1 A et de -1,31 mV/K pour 13 A).

La caractéristique courant-tension de la diode est également déterminée et illustrée à la Figure 4.18b, les courbes en pointillé montrent les données obtenues à partir de la fiche technique et sont

FIGURE 4.16 – Circuit électrique pour la calibration de la tension  $V_{sd}$  avec température  $T_j$ FIGURE 4.17 – Tension  $V_{sd}$  (a) en fonction du temps, (b) en fonction de la racine carrée du temps, avec  $I_{sd} = 11$  A et  $T_a = 25^\circ\text{C}$ FIGURE 4.18 – (a)  $V_{sd}$  en fonction de  $T_j$  aux différents niveaux de courant, (b) Caractéristique de la diode  $I_{sd}(V_{sd})$ 

comparées aux résultats de la calibration.

Après avoir déterminé la relation  $V_{sd}(T_j)$ , la température de jonction  $T_j$  peut être estimée à partir de la mesure de tension  $V_{sd}$  indiquée à la Figure 4.14a. Ensuite, l'impédance thermique  $Z_{thj}$  est calculée et sa dérivée est illustrée sur la Figure 4.19. Comme pour la dérivée de l'impédance

thermique  $Z_{th_b}$ ,  $Z_{th_j}$  diminue aussi lentement au cours du temps (jusqu'à  $10^{-3} \text{ K}\cdot\text{W}^{-1}\cdot\text{s}^{-1}$  après environ 100 minutes).

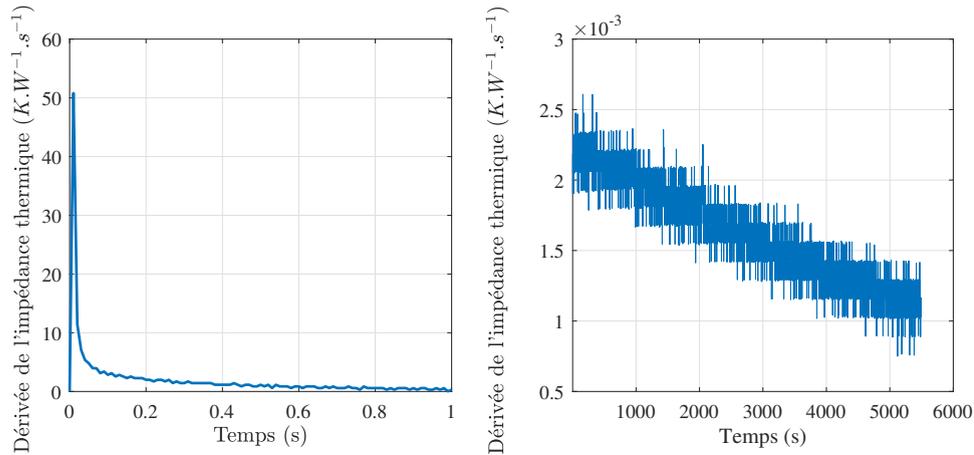


FIGURE 4.19 – Évolution de la dérivée de l'impédance thermique  $Z_{th_j}$  (a) sur 1 s (b) sur 5500 s

#### 4.4.2 Estimation des pertes de la diode intrinsèque

Pour analyser seulement les pertes de la diode intrinsèque du composant, la mesure de pertes est concentrée sur celle du composant « low side »  $S_2$  qui est à l'état bloqué. Dans un premier temps, les conditions de test sont identiques à celles retenues dans les tests de l'estimation des pertes du composant « high side » :  $V_{dc} = 50 \text{ V}$ ,  $I_{ch} = 13 \text{ A}$ ,  $f_d = 80 \text{ kHz}$ .

Les pertes de la diode comportent aussi des pertes par conduction et des pertes par commutation. Les pertes par conduction peuvent être déterminées par l'équation suivante :

$$P_{cond} = (1 - D) \cdot I_{sd} \cdot (V_0 + R_d \cdot I_{sd}) \quad (4.4)$$

avec  $V_0$  la tension seuil,  $R_d$  la résistance dynamique de la diode et  $I_{sd}$  le courant traversant la diode (supposé constant sur la durée de conduction de la diode). Nous pouvons constater que les pertes par conduction de la diode dépendent du rapport cyclique  $D$ . Les premiers tests concerneront donc la modification du rapport cyclique  $D$  afin d'observer son influence sur ces pertes.

Le temps de conduction de la diode augmente à mesure que le rapport cyclique diminue, ce qui entraîne l'augmentation des pertes de la diode. La Figure 4.20 montre la variation des pertes avec différents rapports cycliques. Elle montre bien une augmentation des pertes avec la diminution du rapport cyclique, mais une diminution avec la température de jonction  $T_j$ .

Dans le cas où le rapport cyclique  $D$  est égal à 0,6, les pertes et la température du composant « high side »  $S_1$  augmentent plus rapidement (les pertes dissipées par ce composant  $P_{S1}$  passent de 19 W à 23 W pendant 500 s, la température  $T_j$  de  $S_1$  augmente de  $26^\circ\text{C}$  à  $90^\circ\text{C}$ ). Donc pour éviter la destruction de ce composant, le temps de test doit être réduit, c'est pourquoi la courbe verte qui présente les pertes totales de la diode interne est limitée à  $80^\circ\text{C}$ .

Ensuite, les pertes par commutation de la diode sont analysées en modifiant la fréquence de découpage  $f_d$  et en maintenant constantes les autres grandeurs d'essai ( $I_{ch} = 13 \text{ A}$ ,  $V_{dc} = 50 \text{ V}$ ,  $D = 0,2$ ). La variation de température  $T_b$  mesurée dans le bloc pour différents cas de tests est filtrée et observée sur la Figure 4.21.

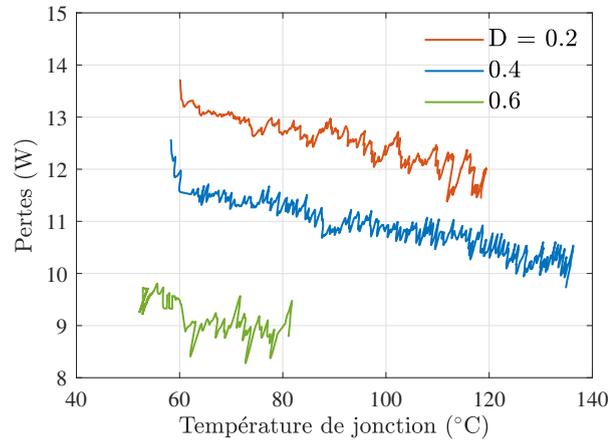


FIGURE 4.20 – Pertes de la diode déterminées avec les conditions :  $V_{dc} = 50$  V,  $I_{ch} = 13$  A,  $f_d = 80$  kHz,  $D = 0,2 / 0,4 / 0,6$

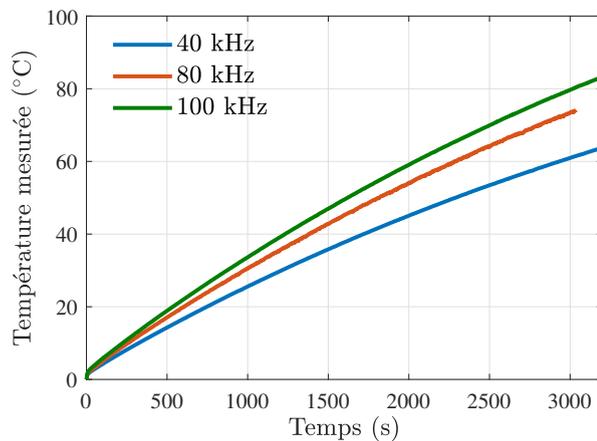


FIGURE 4.21 – Températures mesurées dans le bloc ( $V_{dc} = 50$  V,  $I_{ch} = 13$  A,  $D = 0,2$ ,  $f_d = 40$  kHz/ 80 kHz/ 100 kHz)

Les pertes de la diode estimées en fonction de la température de jonction du composant et en fonction de la fréquence de découpage sont illustrées respectivement sur la Figure 4.22a et la Figure 4.22b.

Les pertes totales présentent une augmentation linéaire avec la fréquence de découpage, avec un  $R^2 > 0,993$  ( $R$  est le coefficient de corrélation linéaire). La valeur des pertes à la fréquence nulle est considérée comme la valeur des pertes par conduction. En raison de la diminution de la tension  $V_{sd}$  avec la température de jonction, les pertes par conduction  $P_{cond}$  diminuent aussi avec  $T_j$ . Comme le montre la Figure 4.22b,  $P_{cond}$  peut être estimée à 8,5 W pour 60°C ou à 7,6 W pour 110°C.

Les énergies de commutation peuvent être estimées comme suit :

$$E_{com} = \frac{P_{com}}{f_d} = \frac{P_{tot} - P_{cond}}{f_d} \quad (4.5)$$

Les énergies de commutation semblent indépendantes de la température (avec  $T_j$  inférieure à

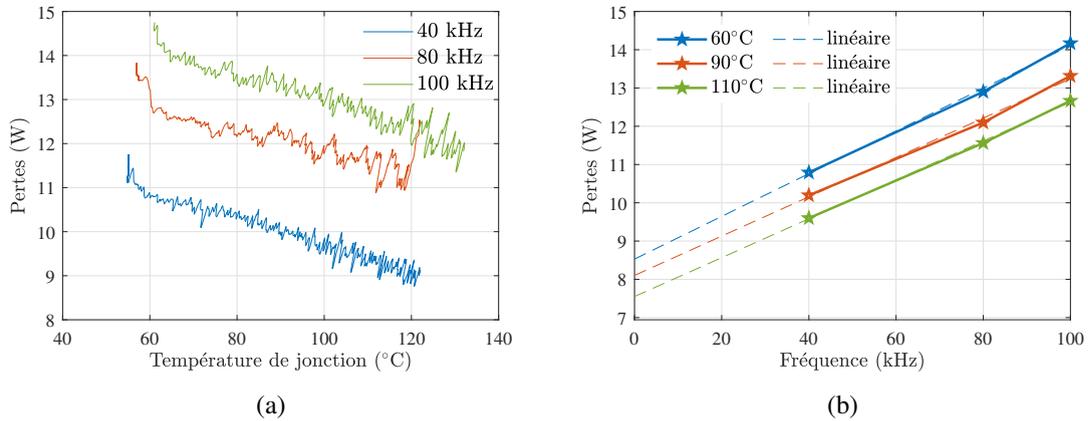


FIGURE 4.22 – (a) Pertes de la diode estimées en fonction de la température de jonction, (b)  $P_{diode}$  en fonction de la fréquence de commutation pour différentes valeurs de température  $T_j$

TABLE 4.1 – Données mesurées et calculées ( $f_d = 100$  kHz)

$T_j$ (°C)	$P_{tot}$ mesurées (W)	$P_{cond}$ déduites par $P_{tot}(f_d)$ (W)	$E_{com}$ ( $\mu$ J)	$P_{cond}$ calculées par $V_{sd}(T_j)$ (W)
60	14,08	8,53	55,5	8,68
90	13,26	8,1	51,6	8,28
110	12,63	7,55	50,8	8

110°C) et sont donc estimées à environ à 56  $\mu$ J à 60°C avec la tension d'entrée de 50 V et le courant de charge égal à 13 A.

Par la suite, nous modifions la tension d'entrée de la cellule de commutation  $V_{dc} = 100$  V et observons l'influence de cette valeur sur les pertes de la diode. Les autres paramètres ne sont pas modifiés et les résultats sont présentés sur la Figure 4.23.

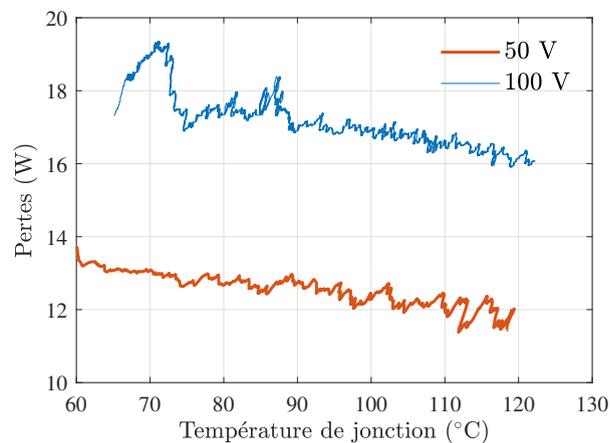


FIGURE 4.23 – Pertes de la diode en modifiant la tension d'entrée  $V_{dc}$  ( $I_{ch} = 13$  A,  $D = 0,2$ ,  $f_d = 80$  kHz)

Comme l'indique la figure ci-dessus, les pertes  $P_{diode}$  augmentent avec la tension  $V_{dc}$  ( $\approx 4$  W

de 50 V à 100 V), et l'énergie de commutation peut être estimée à environ  $110 \mu\text{J}$  pour  $V_{dc} = 100$  V.

En conclusion, les pertes de la diode  $P_{diode}$  sont influencées par la tension d'entrée  $V_{dc}$ , la fréquence de commutation  $f_d$  et le rapport cyclique  $D$ . Dans les conditions des tests précédents, pour un courant de 13 A, puisque la tension  $V_{sd}$  diminue avec la température et les pertes par conduction représentent une partie importante des pertes totales dissipées par la diode, les pertes  $P_{diode}$  diminuent légèrement avec  $T_j$ . En bref, la méthode proposée a pu être adaptée aussi pour la mesure des pertes dans une diode.

## 4.5 Bruit de mesure

La tension de sortie de la sonde Pt100, qui est utilisée pour mesurer la température dissipée dans le bloc, est affectée par le bruit d'origine électromagnétique qui dépend fortement de la fréquence de commutation, de la tension d'entrée et de la vitesse de commutation  $dv/dt$ . L'amplitude de fluctuation du signal bruité est plus importante avec l'augmentation de la tension d'entrée, ou la diminution de la résistance de grille, par exemple. Le circuit de mesure est présenté en détail dans la section 3.2 (chapitre 3).

La Figure 4.24 illustre trois exemples des courbes de tension  $V_{Pt100}$  mesurées correspondant aux trois cas suivants : le composant est en conduction avec un courant de 12 A (courbe rouge), le composant est en mode de commutation ( $V_{dc} = 100$  V,  $I_{ch} = 13$  A,  $D = 0,2$  et  $f_d = 80$  kHz) avec le bloc placé au-dessous du composant « high side » (courbe bleue) et enfin lorsque le bloc est placé sous le composant « low side » (courbe verte). Les signaux mesurés pendant la conduction du composant sont moins bruités, tandis que les interférences électromagnétiques générées par les commutations entraînent une difficulté de mesure dans les deux derniers cas. De plus, pour la mesure de température dans le bloc sur lequel est fixé le composant « low side », comme le bloc est connecté au drain du DUT ayant une tension variable, les signaux obtenus sont plus bruités que ceux obtenus lorsque le bloc est fixé sous le composant « high side » dont le potentiel de drain est constant (idéalement).

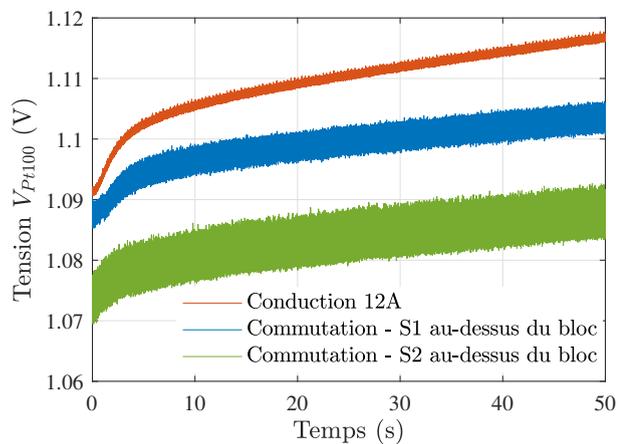


FIGURE 4.24 – Tension  $V_{Pt100}$  mesurée sous différentes conditions de test

Le bruit de mesure et les très faibles valeurs d'impédance thermique peuvent provoquer une forte ondulation dans le calcul des pertes, et introduisent éventuellement une divergence dans les

résultats (équation (4.1)). Pour obtenir de bons résultats, il est nécessaire de garantir des mesures de température stables et avec le moins de bruit possible.

En observant la tension de sortie de la sonde Pt100 obtenue en mode de commutation, le bruit de mesure est principalement distribué autour de la fréquence de commutation  $f_d$ . Le système d'acquisition GEN 3i (HBM) permet de modifier la fréquence d'échantillonnage grâce à l'utilisation d'un filtre anti-alias analogique suivi d'un convertisseur numérique-analogique [73]. Lorsqu'on utilise une fréquence d'échantillonnage  $f_s$ , les signaux obtenus ont une fréquence maximale de  $f_s/2$  [74]. Ainsi la réduction de la fréquence d'échantillonnage permet d'éliminer le bruit et les interférences dont la fréquence est plus élevée que  $f_s/2$ , de même que le bruit autour de  $f_d$ . La fréquence d'échantillonnage choisie pour les tests présentés dans la section 4.4 est donc réduite à 10 kHz.

En outre, pour améliorer la mesure de la température, d'autres solutions sont nécessaires, notamment en ce qui concerne la conception du banc de test. Lors de la conception du circuit imprimé et de la mise en place du test expérimental, la surface des boucles des signaux de mesure a été réduite au maximum, les retours à la terre ont été séparés, des inductances (40  $\mu\text{H}$ ) entre la source d'alimentation et le circuit ont été ajoutées, la connexion à la masse entre le circuit de mesure de température et l'enregistreur portable a été assurée ... pour minimiser le bruit de mesure. De plus, on observe que le signal de tension mesuré est de meilleure qualité lorsque le circuit de mesure est éloigné du circuit de puissance. Ainsi, le circuit de mesure est placé dans une boîte métallique afin de limiter l'effet des interférences électromagnétiques générées par les commutations sur les mesures. La stabilisation de la tension d'entrée est assurée par l'utilisation d'une source d'alimentation indépendante, les câbles de la sonde Pt100 et les fils de connexion sont blindés par des câbles multiconducteurs blindés (5400FE, Belden). La Figure 4.25 présente le banc de mesure après l'avoir amélioré pour obtenir des signaux moins bruités, et une figure dans l'annexe A.7 montre aussi la mise en place du test expérimental. Ces modifications ont permis de réduire le bruit sur la mesure de température comme indiqué sur la Figure 4.26. La variance exprime la moyenne des carrés des écarts à la moyenne, aussi égale à la différence entre la moyenne des carrés des valeurs de la variable et le carré de la moyenne. Ici on calcule la variance des deux courbes dans cette figure et les compare. La variance de la température mesurée après avoir appliqué les améliorations est réduite de 1,4 fois (de  $1,15 \cdot 10^{-5}$  à  $8,022 \cdot 10^{-6}$ ).



FIGURE 4.25 – Circuit de mesure de température par la sonde Pt100

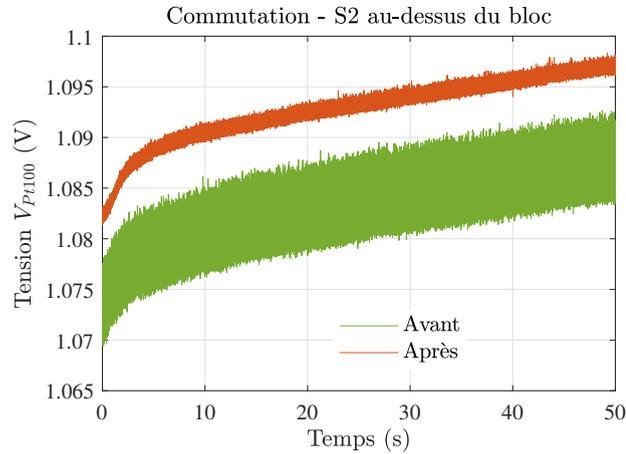


FIGURE 4.26 – Tension  $V_{Pt100}$  avant et après avoir amélioré la mise en place du test expérimental

Après avoir obtenu la tension  $V_{Pt100}$  avec moins de bruits, l'application d'un post-traitement permet d'obtenir de meilleurs résultats au niveau de la température mesurée dans le bloc. Il consiste en un simple filtre passe-bas FIR (Finite Impulse Response) couramment utilisé pour lisser un ensemble de données/signaux échantillonnés. Cela permet de réduire également les difficultés de calcul des pertes et de la température de jonction du composant. Les résultats présentés dans la section 4.4 ont été obtenus après application de ces solutions.

Les Figure 4.27a et Figure 4.27b présentent respectivement les courbes de la tension mesurée en fonction du temps et le spectre d'amplitude de la tension mesurée avant et après filtrage (fréquence de commutation  $f_d = 80$  kHz et fréquence d'échantillonnage  $f_s = 10$  kHz). Après filtrage, seule la plage des basses fréquences du spectre de température n'est pas atténuée.

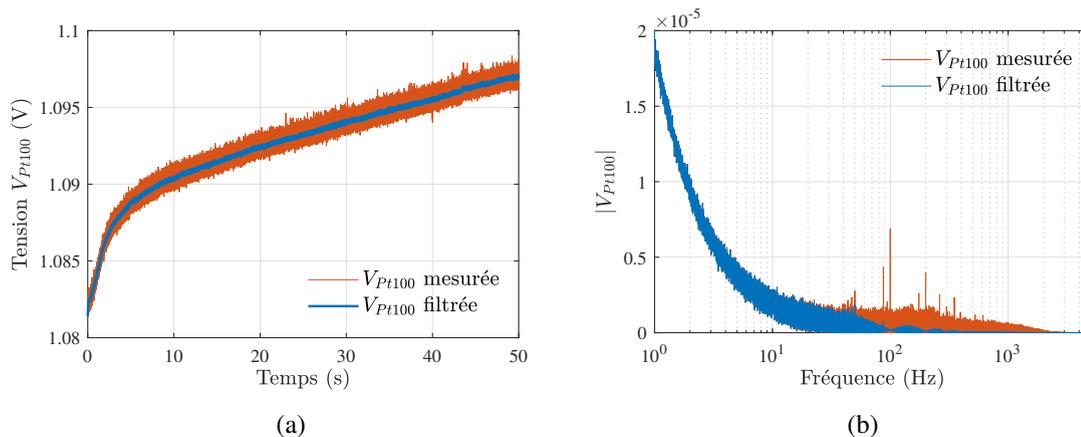


FIGURE 4.27 – (a) Tension  $V_{Pt100}$  avant et après filtrage en fonction du temps, (b) Spectre d'amplitude de la tension

## 4.6 Conclusion

Ce chapitre présente l'évaluation de la méthode proposée dans un environnement de commutation. Les tests expérimentaux sont effectués avec un hacheur et dans différentes conditions de test

afin d'estimer les pertes du composant, de séparer les pertes par conduction et par commutation et également d'estimer les pertes de la diode intrinsèque du composant. La modification des conditions d'essai, telles que la fréquence de commutation, le rapport cyclique, la résistance de grille... peut contribuer à la validation de cette méthode et offre comme perspective une analyse fine des conditions de commutation sur les pertes par conduction et par commutation.

En outre, grâce à la méthode proposée, la température de jonction du composant est également estimée lors d'un fonctionnement normal du composant. Avec la séparation des pertes, les relations des pertes par conduction ou des pertes par commutation avec la température de jonction peuvent être déterminées. Lors de l'augmentation de la température, les pertes par conduction du transistor augmentent, les pertes par conduction de la diode intrinsèque du composant diminuent (pour un courant de 13 A), tandis que l'énergie de commutation est presque invariable, notamment à basse température (moins de 100°C).

La réalisation expérimentale de la méthode proposée en fonctionnement normal du composant est plus compliquée en comparaison de celle utilisée en mode de conduction. L'effet des interférences électromagnétiques générées par la commutation sur les mesures et principalement sur les mesures de température est discuté dans ce chapitre. Des solutions pour réduire le bruit de mesure ont été proposées et comprennent l'amélioration de la conception du circuit imprimé et de la réalisation du dispositif de test. De plus, un post-traitement des signaux avec filtrage est appliqué afin de diminuer l'influence du bruit de mesure de température sur le calcul des pertes et d'éviter la divergence des résultats. Grâce à ces solutions, les résultats obtenus sont améliorés significativement et la méthode proposée est donc validée même dans le cas où le composant fonctionne en régime de commutation.



---

## Conclusion générale et perspectives

Les performances des composants semi-conducteurs influencent fortement le rendement du convertisseur statique, c'est pourquoi l'estimation de leurs pertes est une étape importante dans l'évaluation de la performance d'un convertisseur. Sur la base de ces pertes, la conception du convertisseur et sa gestion thermique sont déterminées dans le but d'assurer la durabilité des composants et d'augmenter l'efficacité du convertisseur. De nombreuses recherches ont été menées afin de trouver un compromis entre la précision des résultats estimés, la durée et la complexité des essais. Les méthodes connues de calcul ou d'estimation expérimentale des pertes sont présentées dans l'état de l'art avec leurs intérêts et leurs limites. Cependant, dans ce premier chapitre, nous considérons principalement les méthodes de caractérisation expérimentale qui consistent soit en une mesure instantanée, soit en une mesure de la puissance moyenne dissipée par le composant, avec différents instruments de mesure (mesure électrique ou mesure calorimétrique). D'une part, la précision et les caractéristiques des instruments de mesure telles que la bande passante ou la synchronisation entre les différentes sondes ont des influences importantes sur la précision des mesures électriques. L'ajout d'éléments parasites par des capteurs de mesure est un autre problème de la méthode de double impulsion. En revanche, pour les méthodes calorimétriques statiques, la problématique est plus liée à la durée des mesures. Les méthodes calorimétriques dynamiques réduisent ce temps de test en mesurant la température en régime instationnaire du composant. Enfin, les mesures calorimétriques nécessitent en général la mise en place de systèmes complexes et exigent très souvent une excellente isolation thermique.

Un autre facteur important dans les applications d'électronique de puissance est la température de jonction du composant à semi-conducteur. Pour analyser le comportement thermique d'un convertisseur de puissance, la température de jonction peut être déduite à partir d'un modèle thermique. Ces modèles sont souvent constitués de circuits électriques équivalents aux transferts de chaleur, dont les deux principaux types sont le modèle de Foster et le modèle de Cauer. Au niveau expérimental, il existe différentes méthodes pour estimer la température de jonction du composant. Cependant, il est difficile de mesurer directement cette valeur sans accéder à la jonction du composant. Ainsi, la mesure de température par des paramètres électriques thermosensibles (TSEP) est utilisée largement comme une approche indirecte pour l'estimation de la température des dispositifs.

Cette thèse présente deux nouvelles méthodes basées sur la calorimétrie dynamique permettant d'estimer simultanément les pertes du composant à semi-conducteur de puissance et leur

température de jonction. Une méthode utilise la notion d'impédance thermique, qui représente la relation entre les pertes dissipées du composant et l'augmentation de la température à un point mesuré dans le système, alors que la deuxième est basée sur une différence de température entre deux points du système. Ces méthodes consistent à mesurer la température en régime instationnaire, la durée de test est donc plus courte que celle des méthodes calorimétriques statiques. De plus, elles permettent d'obtenir l'évolution des pertes en fonction de la température de jonction du composant. Enfin, une généralisation de ces méthodes à un composant multi-puces ou à plusieurs composants a été présentée.

Les méthodes proposées qui sont évaluées, dans un premier temps, à l'aide de simulations thermiques, donnent des résultats satisfaisants dans un cas idéal (isolation thermique du système, pas de bruit de mesure, ...). Par la suite, la modification des grandeurs physiques du système (matériau, dimensions du bloc, résistance thermique de contact, transferts de chaleur) et des paramètres de la chaîne de mesure (erreur, bruit de mesure) permet d'analyser la dépendance des résultats obtenus à ces facteurs, puis de choisir la configuration appropriée du système pour la mise en œuvre d'une démarche expérimentale. L'influence de ces paramètres sur les deux méthodes proposées est différente : la méthode basée sur l'impédance thermique est plus sensible aux conditions aux limites et la deuxième méthode nécessite une haute précision des mesures de température. Les méthodes proposées peuvent donner de très bons résultats avec la minimisation de la résistance thermique de contact, l'isolation thermique du système expérimental et l'utilisation d'une chaîne d'instrumentation de haute précision avec une fréquence d'échantillonnage appropriée. Ensuite, l'application d'un post-traitement du signal permet de diminuer l'influence du bruit de mesure sur les résultats de ces méthodes.

La validation expérimentale des méthodes proposées en régime de conduction du composant est présentée par la suite. Le régime de conduction est choisi en raison de ses avantages : facilité de mise en œuvre de la mesure électrique des pertes, limitation des perturbations électromagnétiques et calibration aisée des paramètres électriques thermosensibles. Dans cette validation, les deux paramètres choisis comme TSEP sont la tension de grille-source  $V_{gs,Ids}$  en mode linéaire et la résistance à l'état passant  $R_{dson}$ . La calibration de  $R_{dson}(T_j)$  est comparée à la courbe caractéristique extraite à partir du document technique et suit bien cette forme d'évolution. Le gros intérêt du dernier paramètre est que nous pouvons l'utiliser ensuite pour déterminer les pertes par conduction du composant.

Pour pouvoir effectuer des vérifications expérimentales, il faut concevoir et réaliser un dispositif contenant une instrumentation adaptée à la mesure de température du système en fonctionnement. Dans notre cas, nous utilisons des sondes Pt100 de haute précision insérées dans le bloc fixé sous le composant pour mesurer l'évolution de la température au plus proche du composant. Les pertes dissipées par le composant ainsi que la température de jonction sont estimées avec une grande précision lors de la conduction du composant. La méthode basée sur l'impédance thermique donne des résultats de l'estimation de la puissance dissipée avec une erreur de l'ordre de 2%, et ceux de la température de jonction du composant avec une erreur de  $\pm 2^\circ$ , alors que les résultats de l'estimation de la puissance et de la température obtenus par la méthode utilisant la différence de température montrent une erreur plus importante dans les premiers instants et une erreur de moins de 10% ou d'environ  $6^\circ\text{C}$  après 20 s de test. Pour améliorer

cette méthode et la rendre moins sensible aux erreurs de mesure, la distance séparant les capteurs de température pourrait être prise en considération afin d'obtenir une valeur plus importante de la différence de température. Malgré la grande incertitude des résultats obtenus par la deuxième méthode, un de ses points forts est la simplicité des calculs, de sorte qu'elle pourrait compléter la première méthode pour estimer le niveau des pertes dissipées et l'échauffement du composant en temps réel.

Après avoir confirmé la pertinence des méthodes proposées dans des conditions de test simplifiées, parmi les deux méthodes, celle basée sur l'impédance thermique semble présenter le plus grand intérêt. Des tests expérimentaux dans des conditions de fonctionnement normal du composant sont effectués dans le dernier chapitre afin de valider cette méthode en mode de commutation pour une utilisation réaliste du composant. Une cellule de commutation de type hacheur est utilisée pour cette validation expérimentale.

La séparation des pertes par conduction et des pertes par commutation a pu être effectuée en modifiant les conditions d'essai comme la fréquence de découpage et le rapport cyclique. La température de jonction du composant a également été estimée sur la base de pertes déduites. Ainsi, l'évolution des pertes en fonction de la température a été déterminée et correspond aux caractéristiques théoriques du composant. Les pertes par conduction sont estimées ; elles augmentent avec la température de jonction du composant et cette évolution suit la courbe obtenue à partir de la calibration de la résistance à l'état passant  $R_{dson}$  avec la température. Étant donné que les pertes par conduction sont uniquement influencées par le rapport cyclique et ne dépendent pas de la fréquence de découpage, l'indépendance des pertes par commutation au rapport cyclique est vérifiée. Les pertes par commutation sont, pour le composant testé, presque invariable lorsque la température augmente, surtout à basse température (moins de 100°C). L'influence de la résistance de grille sur les pertes est aussi analysée.

Le changement de position des deux composants « high side » et « low side » fixés sur le bloc thermo-conducteur permet d'estimer les pertes dans la diode interne du composant. Les résultats sont comparés aux valeurs calculées en théorie avec les paramètres extraits du document technique. L'influence des grandeurs externes ou des difficultés de mesure dues à un environnement électromagnétique contraint sont également mentionnées dans ce chapitre. De plus, des solutions sont apportées pour limiter ces effets négatifs et assurer la mise en oeuvre de la méthode proposée. En améliorant la conception du circuit imprimé et la mise en oeuvre du dispositif expérimental, la variance de la température mesurée est réduite par un facteur 1,4. En conclusion, la méthode proposée nous permet d'estimer les pertes du composant en fonctionnement normal, leur évolution en fonction de la température de jonction et aussi de déterminer séparément les pertes par conduction, les pertes par commutation et les pertes de la diode interne du composant.

Pour les travaux futurs, la première tâche que nous pourrions mettre en oeuvre ensuite est d'évaluer la méthode de la différence de température dans le but d'estimer les pertes du composant à semi-conducteur dans un convertisseur d'électronique de puissance en fonctionnement. Un point fort de cette méthode est la réduction de l'influence du décalage des valeurs de température mesurées, et pourrait être moins influencée par les commutations. Dans le dernier chapitre, la méthode avec l'impédance thermique n'est validée que par les données obtenues à partir du

document de constructeur ainsi que l'évolution des pertes par conduction en fonction de la température avec la calibration de  $R_{dson}(T_j)$ . A l'avenir, une comparaison avec d'autres techniques de mesure pourrait être effectuée. De plus, l'application de ces méthodes pour différents types de composants à semi-conducteurs pourraient être également effectuée dans le futur.

La suite des travaux pourrait être également consacrée à la mesure des pertes dans plusieurs composants placés sur un même bloc ou dans des boîtiers multi-puces. Cela permettrait de vérifier les résultats obtenus avec les tests en simulation présentés dans la section 2.6. Toutefois, dans ce contexte, les dimensions du système doivent être modifiées pour être adaptées aux échauffements de plusieurs composants.

Une autre tâche nécessaire consisterait à appliquer les méthodes proposées aux composants à grand gap, en particulier les MOSFET SiC. L'augmentation des  $dv/dt$  des composants grand gap pouvant avoir une influence sur les mesures de température, la réduction des effets du bruit ou des interférences de mesure par rapport aux résultats présentés dans la section 4.5 est une étape préparatoire pour cette application.

Enfin, en utilisant ces méthodes, nous pourrions continuer à analyser l'effet des différents paramètres électriques du circuit de puissance sur les pertes des composants. Par exemple, l'influence du temps mort sur les pertes de la diode interne, la vitesse de commutation sur les pertes par commutation, l'inductance de maille sur les pertes par commutation, ...

---

## Bibliographie

- [1] Adel S Sedra, Kenneth Carless Smith, Tony Chan Carusone, and Vincent Gaudet. *Microelectronic circuits*. Oxford University Press New York, 2016.
- [2] Zheyu Zhang, Ben Guo, Fei Fred Wang, Edward A Jones, Leon M Tolbert, and Benjamin J Blalock. Methodology for wide band-gap device dynamic characterization. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(12) :9307–9318, 2017.
- [3] Bernardo Cougo, Henri Schneider, and Thierry Meynard. Accurate switching energy estimation of wide bandgap devices used in converters for aircraft applications. In *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, pages 1–10. IEEE, 2013.
- [4] Daniel Christen, Uwe Badstuebner, Jürgen Biela, and Johann W Kolar. Calorimetric power loss measurement for highly efficient converters. In *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pages 1438–1445. IEEE, 2010.
- [5] Anne-Sophie Podlejski, Cyril Buttay, Dominique Bergogne, Julien Morand, Christian Voltaire, and Arnaud Bréard. Mesure précise des pertes dans un module d’électronique de puissance par une méthode calorimétrique. In *Symposium de Génie Électrique 2014*, 2014.
- [6] Demetrio Iero, Francesco G Della Corte, Giuseppe Fiorentino, and Pasqualina M Sarro. A calorimetry-based measurement apparatus for switching losses in high power electronic devices. In *Energy Conference (ENERGYCON), 2016 IEEE International*, pages 1–5. IEEE, 2016.
- [7] Lionel Hoffmann, Cyrille Gautier, Stéphane Lefebvre, and François Costa. Optimization of the driver of gan power transistors through measurement of their thermal behavior. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(5) :2359–2366, 2014.
- [8] Cheng Chen, Denis Labrousse, Stéphane Lefebvre, Hervé Morel, Cyril Buttay, Julien André, and Martin Domeij. Power loss estimation in sic power bjts. In *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*, pages 1–8. VDE, 2014.
- [9] Anup Anurag, Sayan Acharya, Yos Prabowo, Ghanshyamsinh Gohil, Hulgize Kassa, and Subhashish Bhattacharya. An accurate calorimetric method for measurement of switching losses in silicon carbide (sic) mosfets. In *2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 1695–1700. IEEE, 2018.

- [10] Cyril Buttay, Hervé Morel, Bruno Allard, Pierre Lefranc, and Olivier Brevet. Model requirements for simulation of low-voltage mosfet in automotive applications. *IEEE transactions on Power Electronics*, 21(3) :613–624, 2006.
- [11] Nicolas Mary, Remi Perrin, Stefan Mollov, and Cyril Buttay. Simple and precise calorimetry method for evaluation of losses in power electronic converters. In *CIPS 2020; 11th International Conference on Integrated Power Electronics Systems*, pages 1–6. VDE, 2020.
- [12] International Rectifier. *IRF640N N-Channel Power MOSFETs 200V, 18A, 0,15Ω*, 01 2002. Rev. C.
- [13] Bob Dudley et al. Bp statistical review of world energy. *BP Statistical Review, London, UK*, accessed Aug, 68th edition, 6, 2019.
- [14] Larry Spaziani. A study of mosfet performance in processor targeted buck and synchronous rectifier buck converters. In *HFPC Power Conversion Proc*, pages 123–137, 1996.
- [15] Jon Klein. Synchronous buck mosfet loss calculations with excel model. *Fairchild Semiconductor Application Notes AN-6005*, 48, 2006.
- [16] Jess Brown. Power mosfet basics : Understanding gate charge and using it to assess switching performance. *Vishay Siliconix, AN608*, 2004.
- [17] *Medici Two-Dimensional Device Simulation Program, User Manual, 4.1 ed.*, Avant Corporation, 2005.
- [18] Reinhold Elferich, Toni López, and Nick Koper. Accurate behavioural modelling of power mosfets based on device measurements and fe-simulations. In *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 9–pp. IEEE, 2005.
- [19] Xavier Fonteneau, Florent Morel, Hervé Morel, Philippe Lahaye, and Didier Léonard. Prévission des pertes par conduction dans un onduleur à jfet normally-off et diodes sic. In *14ème EPF*, pages CD–ref, 2012.
- [20] Amanda P Monteiro, Herminio M Oliveira Filho, Samuel N Figueiredo, et al. Estimation of losses in semiconductors of power through simulation. In *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, pages 1–6. IEEE, 2017.
- [21] Volodymyr Ivakhno, Volodymyr V Zamaruiev, and Olga Ilina. Estimation of semiconductor switching losses under hard switching using matlab/simulink subsystem. *Electrical, Control and Communication Engineering*, 2(1) :20–26, 2013.
- [22] Frede Blaabjerg, Ulrik Jaeger, and Stig Munk-Nielsen. Power losses in pwm-vsi inverter using npt or pt igbt devices. *IEEE Transactions on power electronics*, 10(3) :358–367, 1995.
- [23] Alan Huang. Infineon optimos power mosfet datasheet explanation. *Application Note AN 2012-03*, 2012.
- [24] Arendt Wintrich, Ulrich Nicolai, Werner Tursky, and Tobias Reimann. *Application manual power semiconductors*, volume 7. ISLE Verlag Ilmenau, 2011.
- [25] Ajay Poonjal Pai, Tomas Reiter, and Martin Maerz. A new behavioral model for accurate loss calculations in power semiconductors. In *PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pages 1–9. VDE, 2016.

- [26] Rajendra Pratap, RK Singh, and Vineeta Agarwal. Spice model development for sic power mosfet. In *2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pages 1–5. IEEE, 2012.
- [27] Gnimdu Dadanema, François Costa, Jean-Luc Schanen, Christian Vollaire, and Yvan Avenas. Modèle analytique d'estimation des pertes dans une cellule de commutation mosfet-diode schottky sic en vue de la conception et de l'optimisation d'un dissipateur thermique. In *Symposium de Génie Electrique (SGE'16)*, 2016.
- [28] D. Díaz, M. Vasic, O. García, J. A. Oliver, P. Alou, and J. A. Cobos. Hybrid behavioral-analytical loss model for a high frequency and low load dc-dc buck converter. In *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 4288–4294. IEEE, 2012.
- [29] Mihir Mudholkar, Shamim Ahmed, M Nance Ericson, S Shane Frank, Charles L Britton, and H Alan Mantooth. Datasheet driven silicon carbide power mosfet model. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(5) :2220–2228, 2013.
- [30] Fang Wang, Sameer Kher, Torsten Fichtner, and Joachim Aurich. A new power mosfet model and an easy to use characterization tool using device datasheet. In *2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–5. IEEE, 2013.
- [31] Marek Turzynski and Wlodek J Kulesza. A simplified behavioral mosfet model based on parameters extraction for circuit simulations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(4) :3096–3105, 2015.
- [32] K. Chen, Z. Zhao, L. Yuan, T. Lu, and F. He. The impact of nonlinear junction capacitance on switching transient and its modeling for sic mosfet. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 62(2) :333–338, 2015.
- [33] Yohei Nakamura, Michihiro Shintani, Kazuki Oishi, Takashi Sato, and Takashi Hikihara. A simulation model for sic power mosfet based on surface potential. In *2016 International Conference on Simulation of Semiconductor Processes and Devices (SISPAD)*, pages 121–124. IEEE, 2016.
- [34] Ali AlHoussein, Hadi Alawieh, Zouheir Riah, and Yacine Azzouz. A new modeling approach for predicting the static and dynamic behavior of sic power mosfets. In *2018 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE)*, pages 648–653. IEEE, 2018.
- [35] Jaleddine Ben Hadj Slama, Slim Hrigua, Francois Costa, Bertrand Revol, and Cyrille Gautier. Relevant parameters of spice3 mosfet model for emc analysis. In *2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 319–323. IEEE, 2009.
- [36] Dounia Oustad, Stéphane Lefebvre, Mickaël Petit, Dominique Lhotellier, and Menouar Ameziani. Comparison of modeling switching losses of an igbt based on the datasheet and an experimentation. In *Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), 2016 18th European Conference on*, pages 1–10. IEEE, 2016.
- [37] Twesha Patel. Comparison of level 1, 2 and 3 mosfet's, December 3, 2014.
- [38] J. Wang, T. Zhao, J. Li, A. Q. Huang, R. Callanan, F. Husna, and A. Agarwal. Characterization, modeling, and application of 10-kv sic mosfet. *IEEE Transactions on Electron Devices*, 55(8) :1798–1806, 2008.

- [39] Lutz Göhler and Matthias Rose. A comprehensive physics-based power mosfet model in vhdl-ams for circuit simulations. In *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 1–9. IEEE, 2011.
- [40] Nathabhat Phankong, Tsuyoshi Funaki, and Takashi Hikihara. A static and dynamic model for a silicon carbide power mosfet. In *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 1–10. IEEE, 2009.
- [41] Zhiliang Zhang, Jizhen Fu, Yan-Fei Liu, and Paresh C Sen. Switching loss analysis considering parasitic loop inductance with current source drivers for buck converters. *IEEE transactions on power electronics*, 26(7) :1815–1819, 2010.
- [42] Miguel Rodríguez, Alberto Rodríguez, Pablo Fernández Miaja, Diego González Lamar, and Javier Sebastián Zúniga. An insight into the switching process of power mosfets : An improved analytical losses model. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25(6) :1626–1640, 2010.
- [43] Yuancheng Ren, Ming Xu, Jinghai Zhou, and Fred C Lee. Analytical loss model of power mosfet. *IEEE transactions on power electronics*, 21(2) :310–319, 2006.
- [44] Kaicar Ammous, Bruno Allard, Olivier Brevet, HE Omari, Dominique Bergogne, Dominique Ligot, René Ehlinger, Hervé Morel, Anis Ammous, and Fayçal Sellami. Error in estimation of power switching losses based on electrical measurements. In *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No. 00CH37018)*, volume 1, pages 286–291. IEEE, 2000.
- [45] Xuan Li, Liqi Zhang, Suxuan Guo, Yang Lei, Alex Q Huang, and Bo Zhang. Understanding switching losses in sic mosfet : Toward lossless switching. In *2015 IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*, pages 257–262. IEEE, 2015.
- [46] Zheyu Zhang, Ben Guo, Fred Wang, Leon M Tolbert, Benjamin J Blalock, Zhenxian Liang, and Puqi Ning. Methodology for switching characterization evaluation of wide band-gap devices in a phase-leg configuration. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE*, pages 2534–2541. IEEE, 2014.
- [47] Arda Tüysüz, Roman Bosshard, and Johann W Kolar. Performance comparison of a gan git and a si igbt for high-speed drive applications. In *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA)*, pages 1904–1911. IEEE, 2014.
- [48] Francois Forest, J-J Huselstein, Sébastien Faucher, Mohamed Elghazouani, Philippe Ladoux, TA Meynard, Frédéric Richardeau, and Christophe Turpin. Use of opposition method in the test of high-power electronic converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(2) :530–541, 2006.
- [49] J Brandelero, B Cougo, T Meynard, and N Videau. A non-intrusive method for measuring switching losses of gan power transistors. In *Industrial Electronics Society, IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE*, pages 246–251. IEEE, 2013.
- [50] Wenping Cao, Keith J Bradley, and Azzeddine Ferrah. Development of a high-precision calorimeter for measuring power loss in electrical machines. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 58(3) :570–577, 2008.
- [51] Piotr Grzejszczak and Roman Barlik. Switching losses in a new high-voltage mosfets. In *Progress in Applied Electrical Engineering (PAEE)*, pages 1–6. IEEE, 2016.

- [52] Peter Wolfs and Quan Li. Precision calorimetry for power loss measurement of a very low power maximum power point tracker. In *2007 Australasian Universities Power Engineering Conference*, pages 1–5. IEEE, 2007.
- [53] PD Malliband and RA McMahon. Implementation and calorimetric verification of models for wide speed range three-phase induction motors for use in washing machines. In *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting.*, volume 4, pages 2485–2492. IEEE, 2004.
- [54] SDJ Weier, RA McMahon, and PD Malliband. Calorimetry for power electronics. In *Proceedings of the 41st International Universities Power Engineering Conference*, volume 2, pages 608–612. IEEE, 2006.
- [55] M Sverko and S Krishnamurthy. Calorimetric loss measurement system for air and water cooled power converters. In *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, pages 1–10. IEEE, 2013.
- [56] Sven Weier, Mohsin A Shafi, and Richard McMahon. Precision calorimetry for the accurate measurement of losses in power electronic devices. *IEEE transactions on industry applications*, 46(1) :278–284, 2009.
- [57] Ewen Ritchie, John K Pedersen, Frede Blaabjerg, and Peter Hansen. Calorimetric measuring systems. *IEEE Industry Applications Magazine*, 10(3) :70–78, 2004.
- [58] Stéphane Lefebvre, François Costa, and Francis Miserey. Influence of the gate internal impedance on losses in a power mos transistor switching at a high frequency in the zvs mode. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(1) :33–39, 2002.
- [59] Daniel Rothmund, Dominik Bortis, and Johann Walter Kolar. Accurate transient calorimetric measurement of soft-switching losses of 10-kv sic mosfets and diodes. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(6) :5240–5250, 2018.
- [60] Dominik Neumayr, Mattia Guacci, Dominik Bortis, and Johann W Kolar. New calorimetric power transistor soft-switching loss measurement based on accurate temperature rise monitoring. In *2017 29th International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's (ISPSD)*, pages 447–450. IEEE, 2017.
- [61] Ajay Poonjal Pai, Tomas Reiter, Oleg Vodyakho, Inpil Yoo, and Martin Maerz. A calorimetric method for measuring power losses in power semiconductor modules. In *2017 19th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, pages P–1. IEEE, 2017.
- [62] Mouhannad Dbeiss, Yvan Avenas, and Henri Zara. Estimation des contraintes électrothermiques sur les composants semi-conducteurs dans les onduleurs photovoltaïques. In *Symposium de Genie Electrique*, 2016.
- [63] Jody J Nelson, Giri Venkataramanan, and Ayman M El-Refaie. Fast thermal profiling of power semiconductor devices using fourier techniques. *IEEE Transactions on industrial Electronics*, 53(2) :521–529, 2006.
- [64] Yvan Avenas, Laurent Dupont, and Zoubir Khatir. Temperature measurement of power semiconductor devices by thermo-sensitive electrical parameters - a review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(6) :3081–3092, 2012.

- [65] Nick Baker, Marco Liserre, Laurent Dupont, and Yvan Avenas. Improved reliability of power modules : A review of online junction temperature measurement methods. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 8(3) :17–27, 2014.
- [66] Yvan Avenas and Laurent Dupont. Evaluation of igbt thermo-sensitive electrical parameters under different dissipation conditions—comparison with infrared measurements. *Microelectronics Reliability*, 52(11) :2617–2626, 2012.
- [67] Andreas Koenig, Thomas Plum, Peter Fidler, and Rik W De Doncker. On-line junction temperature measurement of coolmos devices. In *2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pages 90–95. IEEE, 2007.
- [68] Harald Kuhn and Axel Mertens. On-line junction temperature measurement of igbts based on temperature sensitive electrical parameters. In *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 1–10. IEEE, 2009.
- [69] Laurent Dupont and Yvan Avenas. Preliminary evaluation of thermo-sensitive electrical parameters based on the forward voltage for online chip temperature measurements of igbt devices. *IEEE transactions on industry applications*, 51(6) :4688–4698, 2015.
- [70] Shuhei Fukunaga and Tsuyoshi Funaki. An experimental study on estimating dynamic junction temperature of sic mosfet. *IEICE Electronics Express*, pages 15–20180251, 2018.
- [71] Hui-Chen Yang, Rejeki Simanjorang, and Kye Yak See. A method for junction temperature estimation utilizing turn-on saturation current for sic mosfet. In *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia)*, pages 2296–2300. IEEE, 2018.
- [72] YC Gerstenmaier and G Wachutka. A new procedure for the calculation of the temperature development in electronic systems. In *EPE'99 conference*, 1999.
- [73] HBM. *User Manual : Portable Data Recorder GEN3i*, 12 2016.
- [74] C. E. Shannon. Communication in the presence of noise. *Proceedings of the IRE*, 37(1) :10–21, 1949.

### Articles de revues internationales avec comité de relecture

#### Paru

IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology *Discrete Power Semiconductor Losses Versus Junction Temperature Estimation Based on Thermal Impedance Curves*

**D. P. U. Tran**, S. Lefebvre and Y. Avenas - Volume 10, Issue 1.  
**Jan. 2020.**

*Abstract : Loss estimation in power semiconductor components is an important research topic for a long time with various methods that have been proposed in the literature. Although these methods have been implemented and allow estimating the losses with satisfactory results, the junction temperature of the component is generally controlled poorly while it influences the losses. This article presents a dynamic calorimetric method used to estimate the losses in power semiconductor devices, taking into account their evolution as a function of the junction temperature. The proposed method is based on the temperature measurement in a metal block fixed under the component. Through a thermal model based on the notion of thermal impedance, the transient temperature measurement in the block allows determining the losses and the junction temperature of the device. In order to size the test bench and determine the robustness of this method with respect to measurement or implementation uncertainties (heat transfer coefficients and thermal conductivity of materials), thermal simulations were performed using the Flotherm software. Due to the presence of noise in the measurements, post signal processing is also necessary. By applying the chosen setting, a corresponding experiment was conducted to verify the proposed method. This experiment showed promising results for both loss and junction temperature determination.*

## Articles de conférences nationales/ internationales

### Paru

SGE18 - NANCY *Estimation des pertes dans les composants semi-conducteurs de puissance par méthode calorimétrique dynamique*  
FRANCE  
**D. P. U. Tran**, S. Lefebvre and Y. Avenas. Oral Session. *Juillet 2018.*

CIPS2020 - Berlin *Implementation and validation of a dynamic calorimetric method to evaluate the losses in switching discrete power MOSFETs*  
GERMANY  
**D. P. U. Tran**, S. Lefebvre and Y. Avenas. Oral Session. *March 2020.*

### A.1 Interpolation de $V_{gs}$ en fonction de la racine carrée du temps - section 3.3.1

```

1      % Des donnees
2  Vgs=(Recorder1.Channels.Segments.Data.Samples); % Tension grille source ...
      mesuree
3  [maxVgs,ind] = max(Vgs);
4  fs = 1e6; dt = 1/fs;
5  t=(0:length(Vgs)-1)*dt; t=t-t(ind);      % t(ind) = 0
6  figure(1); plot(t,Vgs);
7  t2 = ind + 1000;                          % t2 = 1 ms [0,5 ms - 2ms]
8  figure(2); plot(sqrt(t(ind+100:t2)),Vgs(ind+100:t2)); % courbe lineaire ...
      - t(ind+100) = 0,1 ms
9
10     % Etablir la relation entre Vgs et la racine carree du temps
11  ydata = Vgs(ind+100:t2);                  % Vgs
12  xdata = sqrt(t(ind+100:t2));              % racine carree du temps
13  p = polyfit(xdata,ydata,1);               % fonction lineaire
14  Vgs0 = polyval(p,0);                      % Vgs interpolée a t=0
15  xdata = sqrt(t(ind:t2));
16  Vgse = p(1)*xdata + p(2);
17  figure(1); hold on; plot(t(ind:t2),Vgse);
18  figure(2); hold on; plot(sqrt(t(ind:t2)),Vgse);

```

Figure 3.9a et Figure 3.9b.

### A.2 Détermination des coefficients de la relation $T_j(V_{gs})$ – section 3.3.1

Dans la partie 3.3.1, la tension grille-source  $V_{gs}$  en mode de fonctionnement linéaire du composant est choisie comme un paramètre électrique thermosensible. La relation entre la température de jonction  $T_j$  et la tension  $V_{gs}$  est présentée par une fonction quadratique (équation 3.2) :

$$T_j = A_1 \cdot V_{gs}^2 + A_2 \cdot V_{gs} + A_3$$

Les paramètres  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$  peuvent être trouvés en fonction polynôme cubique avec le courant  $I_{ds}$  (équation 3.3) :

$$A_1 = f_1(I_{ds}), A_2 = f_2(I_{ds}), A_3 = f_3(I_{ds})$$

```

1 % Trouver les coefficients de la relation Tj(Vgs)
2 load('fonctionTj_Vgs_Id.mat')
3
4 N = size(Tj_m,2);
5 for i=1:N           % pour chaque valeur de courant
6     x=Tj_m(:,i); y=Vgs_mean(:,i);
7     B(:,i) = polyfit(x,y,2);           % Vgs = g(Tj) = B1.Tj2+B2.Tj+B3
8 end
9
10 figure; plot(I,pVgs_Tj(1,:),I,pVgs_Tj(2,:),I,pVgs_Tj(3,:))
11
12 g1 = polyfit(I, B(1,:),2);           % B1 = g1(I) - quadratique
13 g2 = polyfit(I, B(2,:),2);           % B2 = g2(I)
14 g3 = polyfit(I, B(3,:),2);           % B3 = g3(I)
15
16 % calcul Vgs par rapport Tj et Id, ajouter plus de valeurs de Tj
17 Idr = 0:0.01:6;           Tjr = 0:180;
18 for i = 1:length(Idr)
19     Id=Idr(i);
20     Vgs(i,:) = polyval(g1,Id).*Tjr.^2 + polyval(g2,Id).*Tjr + ...
                polyval(g3,Id);
21     A(:,i) = polyfit(Vgs(i,:),Tjr,2); % Tj = f(Vgs) = A1.Vgs2+A2.Vgs+A3
22 end
23
24 figure; plot(Idr,A(1,:),Idr,A(2,:),Idr,A(3,:))
25
26 % calcul Tj par rapport Vgs et Id
27 f1 = polyfit(Idr, A(1,:),3);           % A1 = f1(I) - cubique
28 f2 = polyfit(Idr, A(2,:),3);           % A2 = f2(I)
29 f3 = polyfit(Idr, A(3,:),3);           % A3 = f3(I)
30
31 % Avoir des valeurs de courant Id et de tension Vgs, donc calculer Tjc
32 Tjc = polyval(f1,Id).*Vgs.^2 + polyval(f2,Id).*Vgs + polyval(f3,Id);

```

### A.3 Calcul des impédances thermiques - section 3.4.1

```

1 load (Tb, Tj, Pr);           % Tb, Tj : temperatures mesurees, ...
   Pr : puissance mesuree
2 dt = 1/fs;                   % pas de temps
3 t=(0:length(Tb)-1)*dt; t=t';
4 figure; plot(t,Tj,t,Tb);     % Figure 3.18a
5
6     % Impedance thermique
7 Zthb = (Tb-Tb(1))/P; Zthj = (Tj-Tj(1))/P;
8
9     % Derivee de l'impedance thermique
10 N = length(Zthb);
11 Zdb = (Zthb(2:N)-Zthb(1:N-1))/dt;
12 Zdj = (Zthj(2:N)-Zthj(1:N-1))/dt;
13
14 Zdbf = filter(Zdb,1/dt); Zdb=Zdbf; % filtrage Zdb

```

```

15     % Tracer l'image
16 figure; subplot(1,2,1); plot(t(1:N-1),Zdj); subplot(1,2,2); ...
    plot(t(1:N-1),Zdb);

```

Figure 3.19

## A.4 Calcul des impédances thermiques - section 3.4.2

```

1 load (Tb, Tj, Pr);           % Tb, Tj : temperatures mesurees, Pr : ...
    puissance mesuree
2     % Calculer la derivee de l'impedance thermique Zdb et Zdj
3     % creer Pm: matrice triangulaire de la puissance Pr
4 Pm = toeplitz(Pr, [Pr(1), zeros(1,N-1)]);
5 Tb = Tb-Tb(1); Tj = Tj-Tj(1);
6 dt = 1/fs;
7     % Divise a gauche la matrice X=A\B equivalent a la solution de ...
    l'equation : A*X=B
8 Zd = Pm\Tb; Zd = Zd/dt;
9 Zdb = filter(Zd,wS);        % filtrage
10 Zd = Pm\Tj; Zdj = Zd/dt;
11 clear Zd;

```

## A.5 Calcul des pertes dissipées - section 3.5.1

L'équation 3.8 qui permet de calculer les pertes, peut être développée pour augmenter la vitesse de calcul et présentée avec le programme dans Matlab ci-dessous.

$$P_{calc} = \text{inv}(\mathbf{Z}_b) \cdot \theta_b / \delta\tau$$

```

1     % Telecharger les donnees
2 load (Tb, Zdb, Zdj, fs);           % Zdb, Zdj: derivee de ...
    l'impedance thermique Zthb, Zthj - fs: frequence d'echantillonnage
3 dt = 1/fs; wS = 1/dt; T = filter(Tb,wS); % Tb: Temperature mesuree - ...
    T: temperature apres filtrage
4 Ta = Tb(1); T = T-Ta;
5
6     % Calculer les pertes Pc
7 % Facon 1 : Resoudre directement l'equation Pc = inv(Zb).(Tb-Ta)/dt
8     % creer Zb: matrice triangulaire de Zdb
9 % Zb = toeplitz(Zdb, [Zdb(1), zeros(1,length(Zdb)-1)]); % longue duree de ...
    calcul
10 N = length(Zdb);
11 Zb= zeros(N,N);
12 for i = 1:N
13     Zb(i:N,i)= Zdb;
14     Zdb(end) = [];
15 end
16     % ajouter artificiellement la valeur de epsilon

```

```

17 epsilon = 0.01; I = eye(N);
18 Zb = Zb + I*epsilon;
19     % Si A est une matrice carree n x n et B une matrice a n lignes, ...
    alors x = A\B est une solution a l'equation A*x = B, si elle existe.
20 Pc = Zb\T(2:end); Pc = Pc/dt ;           % Pc: Pertes calculees
21 wS = 5/dt; Pf = filter(Pc,wS);         % filtrage
22
23 % Facon 2 : Developpe l'equation Pc = inv(Zb).(T-Ta)/dt pour reduire le ...
    temps de calcul et filtrer davantage
24 clear Pc; clear Zd;
25 Pc(1) = T(1)/(Zdb(1)*dt);               % Pc: Pertes calculees
26 Pc(2) = (T(2)/dt-Zdb(2)*Pc(1))/Zdb(1);
27 Zd = Zdb(2);
28
29 n = 400;
30 for i=3:n
31     Zd = [Zdb(i); Zd];
32     K = Pc*Zd;
33     Pc(i) = (T(i)/dt-K)/Zdb(1);
34 end
35 wS = 3/dt; Pf = filter(Pc,wS);
36 Pc = Pf; Pc(n-wS/2:end) = Pc(n-wS+1:n-wS/2+1);
37
38 wS = 5/dt;
39 for j=1:(length(T)/n)-1
40     for k = 1:n
41         i = n*j+k;
42         Zd = [Zdb(i); Zd];
43         K = Pc*Zd;
44         Pc(i) = (T(i)/dt-K)/Zdb(1);
45     end
46     Pf = filter(Pc,wS);
47     Pc(n*j:end) = Pf(n*j:end);
48     Pc(n*(j+1)-wS/2:end) = Pc(n*(j+1)-wS:n*(j+1)-wS/2);
49 end
50     % Tracer figure
51 t=(0:length(Pc)-1)*dt;
52 figure(3); plot(t,Pc,t,Pr);           % Pr: Pertes de reference

```

Figure 3.26 et Figure 3.27

## A.6 Calcul de la température de jonction - section 3.5.2

Les températures  $T_{j-calc}$  et  $T_{j-ref}$  peuvent être calculées par l'équation 3.11.

$$\mathbf{T}_{(j-calc)} = \mathbf{Z}_j \cdot \mathbf{P}_{calc} \cdot \delta\tau + T_b(0)$$

```

1 % calculer par la fonction de convolution
2 if length(Pc) < length(Zdj)
3     N = length(Pc);
4 else
5     N = length(Zdj);

```

```
6 end
7
8 Tjc = conv(Pc(1:N),Zdj(1:N));
9 Tjc(N+1:end)=[]; Tjc = Tjc*dt; Tjc = Tjc+Ta;
10 Tjr = conv(Pr(1:N),Zdj(1:N));
11 Tjr(N+1:end)=[]; Tjr = Tjr*dt; Tjr = Tjr+Ta;
12 t=(0:length(Tjc)-1)*dt; t=t';
13 figure(4); hold on; plot(t,Tjc,t,Tjr);
```

Figure 3.28 et Figure 3.29

## A.7 Image du banc de test – section 4.5

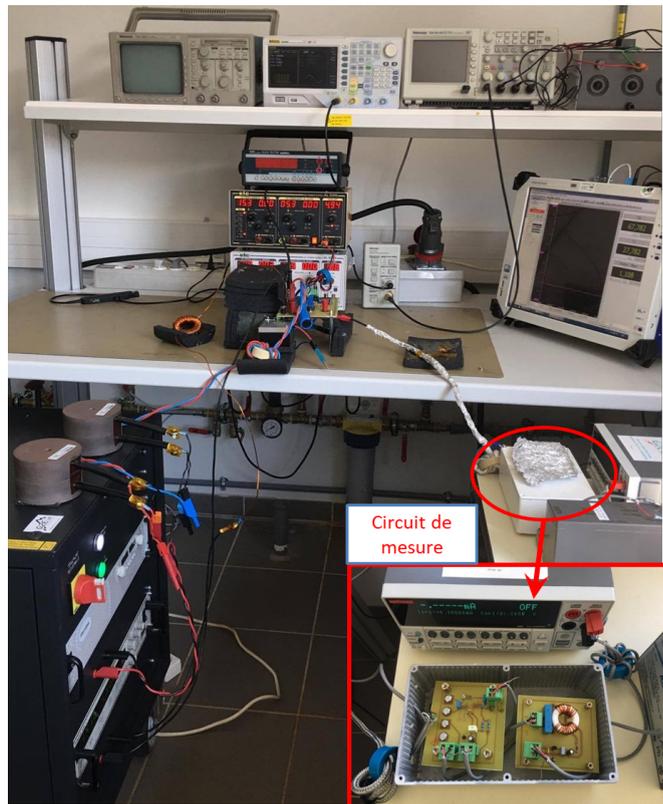


FIGURE A.1 – Image du banc de test



# MÉTHODES CALORIMÉTRIQUES DYNAMIQUES POUR L'ESTIMATION DES PERTES DANS LES COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

**Résumé** L'estimation des pertes des composants à semi-conducteurs est nécessaire pour évaluer le rendement des convertisseurs statiques et pour caractériser les performances des composants en vue de dimensionner leur système de refroidissement.

Les travaux de thèse portent sur de nouvelles méthodes basées sur la calorimétrie dynamique permettant d'estimer les pertes du composant à semi-conducteur de puissance et d'obtenir leur évolution en fonction de la température de jonction du composant. La première est basée sur la notion d'impédance thermique tandis que la deuxième utilise la différence de température entre deux points à l'intérieur d'un bloc métallique sur lequel le composant est monté. Une généralisation de ces méthodes à un composant multi-puces ou à plusieurs composants est également présentée.

Le mémoire de thèse est structuré en trois chapitres équivalents : présentation des méthodes et analyse des facteurs d'influence, conception d'un dispositif contenant une instrumentation adaptée à la mesure de la température, validation des méthodes en mode de conduction, et enfin mise en œuvre des validations expérimentales dans des conditions de fonctionnement normal du composant.

L'application de ces méthodes pourraient également être envisagée pour différents types de composants à semi-conducteurs, en particulier les composants à grand gap.

**Mots clés** *Pertes, Température de jonction, Composant semi-conducteur, Méthodes calorimétriques, Impédance thermique.*

---

## DYNAMIC CALORIMETRIC METHODS FOR ESTIMATING POWER LOSSES IN POWER SEMICONDUCTOR DEVICES

**Abstract** The estimation of power losses in semiconductor devices is necessary to evaluate the efficiency of static converters and to characterize the performance of components in order to design their cooling system.

The work presented in this PhD manuscript focuses on new methods based on dynamic calorimetry to estimate the losses of power semiconductor devices and to obtain their evolution as a function of the junction temperature of the component. The first one is based on the notion of thermal impedance while the second one uses the temperature difference between two points in a metallic block on which the component is mounted. A generalization of these methods to a multi-chip component or several components is also presented.

The thesis is structured in three equivalent chapters : presentation of the methods and analysis of the influencing factors ; design of a device containing instrumentation adapted to temperature measurement, validation of the methods in conduction mode ; and finally implementation of the experimental validations under normal operating conditions of the semiconductor devices.

The application of these methods could also be considered for different types of semiconductor components, especially for wide band-gap components.

**Keywords** *Power loss, Junction temperature, Semiconductor device, Calorimetric methods, Thermal impedance.*