



**HAL**  
open science

# Analyse thermique à haute résolution spatiale par thermoréfectance de composants de puissance

Youssef Metayrek

► **To cite this version:**

Youssef Metayrek. Analyse thermique à haute résolution spatiale par thermoréfectance de composants de puissance. Autre. Université Paris-Saclay, 2022. Français. NNT : 2022UPAST003 . tel-03578950

**HAL Id: tel-03578950**

**<https://theses.hal.science/tel-03578950v1>**

Submitted on 17 Feb 2022

**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.

# Analyse thermique à haute résolution spatiale par thermoréfectance de composants de puissance

Thèse de doctorat de l'université Paris-Saclay

École doctorale n°575, Electrical, Optical, Bio-Physics and Engineering (EOBE)  
Spécialité de doctorat : Génie Electrique, Electronique, Photonique et Systèmes  
Unité de recherche : SATIE (Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS)  
Réfèrent : ENS Paris-Saclay

Thèse présentée et soutenue à Versailles, le 14/01/2022, par

**Youssef METAYREK**

## Composition du Jury

**Eric Labouré**

Professeur des Universités, IUT de  
Cachan

Président

**Paul-Etienne Vidal**

Professeur des Universités, ENIT

Rapporteur

**Stéphane Azzopardi**

Ingénieur SAFRAN

Examineur

**Xavier Perpinia**

Chercheur CSIC, IMB-CNM

Rapporteur

**Zoubir Khatir**

Directeur de Recherche, Univ.  
Gustave Eiffel

Directeur de thèse

**Thierry Kociniewski**

Maitre de Conférence, UVSQ

Encadrant et invité



## Remerciements :

Les années que j'ai passées dans le laboratoire de SATIE de l'université de Gustave Eiffel ont été parmi les plus passionnantes, intéressantes et instructives de ma vie jusqu'à présent. J'espère avoir contribué, ne serait-ce qu'un peu, à élargir notre compréhension scientifique du monde, (ainsi qu'à apprendre) tout en apprenant à me connaître, avec mes forces et mes faiblesses.

Je tiens tout d'abord à exprimer mes remerciements à mon directeur de thèse Zoubir KHATIR et mon encadrant Thierry Kocieniewski qui m'ont accueilli au sein de leur équipe de recherche. Je suis reconnaissant et honoré d'avoir travaillé sous votre supervision. Vous m'avez apporté un soutien considérable sur le plan scientifique.

Je remercie également les membres du jury M. Xavier PERPINIA, M. Paul-Etienne VIDAL, M. Stéphane AZZOPARDI et M. Éric LABOURE qui ont accepté de participer au jury de ma thèse.

J'exprime ma profonde gratitude à toute l'équipe du SATIE : Damien INGROSSO, Richard LALLEMAND, Ali IBRAHIM, Laurent DUPONT, Juliette KAUV, Ali IBRAHIM. Je vous remercie pour votre accueil et votre sympathie, votre gentillesse, et vos encouragements constants. Je tiens à remercier toute cette équipe pour leur aide précieuse, les conseils avisés et les conversations autour de la machine à café. Un grand merci pour l'âme de mon ami Jean-Pierre OUSTEN.

Je n'oublie pas tous mes collègues thésards libanais (Mohamad Nazr et Mustafa Shaqir) à qui je souhaite bonne continuation.

A mes amis proches. Un ami qui a été comme un jumeau pour moi est Mohammad Haidar. Mohammad, tu m'as accompagné depuis le début de ma thèse jusqu'à aujourd'hui. Tu as écouté tous mes problèmes sans te plaindre et je te suis très reconnaissant pour tous tes bons conseils.

Un grand merci à mon ami Sylvain Montano pour le réconfort moral pendant les périodes difficiles et pour son aide précieuse lors de la rédaction de ma thèse. Je n'oublie pas ses mots : Oui chef .....

Je remercie mes amis Pierre Olivier, Eric Schnepf, Henri-Claude Cousseau, Philippe Arrighi de Casanova et Eric Wierzbinski. Je tiens à vous remercier tous d'avoir rendu ma vie en France beaucoup plus facile. Je vous suis très reconnaissant pour votre soutien et votre amitié.

Un grand merci pour ma tante Sara pour son soutien. Je n'oublie pas ses mots : Tu vas arriver à ton but.

Je remercie tout particulièrement mes parents et mes frères, sans qui je n'aurais pu réaliser ce travail de thèse et je leur dédie ce travail. Merci pour leur sacrifice, leur soutien, leur compréhension, leurs encouragements, et leur support.

MERCI ENCORE A TOUS.....





# Table des matières

Chapitre I : Mesures thermiques en électronique de puissance .....	19
1. Introduction.....	20
2. Module de puissance.....	20
3. Présentation du transistor IGBT.....	22
3.1. Brève histoire de l'IGBT .....	22
3.2. Description générale.....	22
3.3. Aperçu structurel .....	22
3.4. Circuit électrique équivalent .....	23
3.5. Les technologies de l'IGBT .....	24
3.5.1. Technologie Punch-Through.....	24
3.5.2. Technologie Non-Punch-Through.....	25
3.5.3. Comparaison entre les technologies Punch-Through et Non-Punch-Through .....	25
3.5.4. Technologie à grille en tranchée (Trench Gate) .....	26
3.6. Transfert de chaleur dans l'IGBT.....	27
3.7. Problèmes thermiques dans l'IGBT .....	27
4. Les méthodes de caractérisation en température.....	29
4.1. Méthodes électriques.....	30
4.2. Thermographie Infrarouge .....	31
4.3. Microscope thermique à sonde locale .....	33
4.4. Spectroscopie Raman .....	34
4.4.1. Principe physique .....	34
4.4.2. Mesure de la température par la spectroscopie Raman .....	35
4.5. La Thermoréflectance.....	36
4.6. Comparaison des différentes techniques de caractérisations thermiques.....	38
5. État de l'art sur la technique de thermoréflectance .....	38
5.1. Principe physique .....	38
5.2. Détection du signal de thermoréflectance $\Delta R$ .....	41
5.2.1. Principes de mesure homodyne .....	41
5.2.2. Principes de mesures hétérodynes (détection synchrone multiplexée).....	44
5.2.3. Principe de mesures en régime transitoire .....	46
5.2.3. Récapitulatif des différentes techniques de mesure.....	47
5.3. Calibration en température .....	47
5.3.1. Calibration de k moyenne.....	48
5.3.2. Calibration par la méthode pixel par pixel .....	50

5.3.3. Comparaison des différentes techniques de mesure .....	52
5.4. Problématiques des mesures.....	53
6. Conclusion .....	55
Chapitre II : Traitement images en thermoréfectance .....	56
1. Introduction.....	57
2. Notions préliminaires sur le recalage d'image.....	57
2.1 Définition d'une image numérique .....	57
2.2. Définition du recalage d'image .....	57
2.3. Principe mathématique du recalage.....	58
2.4. Espace de transformation d'image .....	59
2.4.1. Domaine des transformations .....	59
2.4.2. Nature des transformations.....	59
3. Classification des méthodes de recalage .....	60
3.1 Méthodes du domaine spatial .....	60
3.1.1 Corrélation croisée à une dimension de signaux continus.....	60
3.1.2. Corrélation croisée à deux dimensions de signaux discrets.....	61
3.1.3. Corrélation croisée normalisée à deux dimensions .....	62
3.2 Méthodes du domaine fréquentiel .....	64
3.2.1. Outils fondamentaux pour les méthodes fréquentielles.....	64
3.2.1.1. Transformée de Fourier bidimensionnelle.....	64
3.2.1.2. Transformée de Fourier discrète bidimensionnelle .....	64
3.2.1.3. Transformée de Fourier rapide .....	65
3.2.2. Corrélation de phase .....	66
4. Principe de subpixellisation dans les méthodes de corrélation .....	67
4.1. Corrélation de phase subpixellisé : Méthode de Foroosh .....	68
4.2. Corrélation croisée subpixellisé : Méthode de zero padding et FFT.....	71
4.3. Corrélation croisée subpixellisé : Méthode de Guizar .....	72
5. Application des méthodes de recalage par corrélation subpixellisé en thermoréfectance .....	73
5.1. Problématique relative aux mesures par thermoréfectance.....	73
5.2. Nature de la transformation subie par les images sous injection de puissance .....	74
5.3. Estimation de la translation entre les images .....	75
6. Choix de la méthode de recalage .....	77
6.1. Critères d'évaluation de la meilleure méthode : Facteurs de qualité.....	77
6.1.1. Intensité moyenne.....	78
6.1.2. Soustraction d'images .....	78

6.1.3. Moyenne des valeurs absolues des intensités des images soustraites.....	78
6.2. Application pratique de facteur des qualités sur les images.....	79
6.2.1. Moyenne des intensités d'images .....	79
6.2.2. Valeur absolue de la soustraction d'images .....	81
6.2.3. Valeur absolue de la moyenne des intensités des images soustraites .....	83
7.Choix du pas de subpixellisation optimal avec Guizar .....	87
7.1. Etude du pas de subpixellisation optimal.....	88
7.2. Étude de l'effet de recalage sur l'intensité d'un pixel.....	89
8. Étude de l'effet du recalage sur la calibration par la méthode de 4 buckets .....	95
9. Conclusion .....	96
Chapitre III : Optimisation du banc de thermoréfectance en régime statique.....	97
1. Introduction.....	98
2. Présentation du banc expérimental de thermoréfectance .....	98
2.1. Description générale.....	98
2.2. Equipement du banc expérimental de thermoréfectance.....	99
2.2.1. Microscope .....	99
2.2.2. LED .....	99
2.2.3. Filtres dichroïques .....	100
2.2.4. Caméra.....	101
2.2.5. Spectromètre optique.....	102
2.2.6. Contrôleur de température.....	103
2.2.7. Capteur de température à fibre optique .....	104
2.2.8. Platine de positionnement motorisée.....	104
2.2.9. Système piézo-électrique de focalisation .....	104
3. Réponse en tension de la LED .....	105
4. Stabilité et homogénéité de la LED .....	106
5. Linéarité des détecteurs optiques .....	107
6. Étude de bruit de la camera.....	108
6.1. Sources de bruits d'une caméra CMOS .....	108
6.1.1. Bruit de photons .....	108
6.1.2. Bruit d'obscurité.....	108
6.1.3. Bruit de lecture .....	108
6.1.4. Bruit total.....	109
6.2. Estimation expérimentale de bruit.....	110
6.2.1. Bruit de photons .....	110

6.2.2. Bruit d'obscurité.....	110
6.2.3. Bruit de lecture .....	111
6.2.4. Bruit total de la camera.....	112
6.2.5. Bruit total d'un pixel .....	112
6.2.6. Discussion sur le rapport signal à bruit .....	113
7. Optimisation de mesure sur la métallisation d'émetteur d'IGBT .....	113
7.1. Description générale de l'échantillon.....	113
7.2. Optimisation de paramètres expérimentaux avant les mesures.....	114
7.2.1. Choix de la longueur d'onde $\lambda$ .....	114
7.2.2. Influence de l'accumulation d'images sur le rapport signal à bruit.....	117
7.2.3. Choix de fréquence d'excitation.....	119
7.3. Étalonnage en température sur la métallisation de l'émetteur d'IGBT.....	120
7.3.1. Calibration par la méthode 4 buckets .....	120
7.3.2. Calibration par la méthode k fixe .....	121
7.3.3. Calibration par la méthode pixel par pixel .....	122
7.3.4. Comparaison des différentes techniques de mesure .....	123
7.3. Mesure de la variation de la réflectivité .....	124
7.4. Mesure thermique.....	125
8. Conclusion .....	125
Chapitre IV : Mesures thermiques par thermoréfectance en électronique de puissance :	
Application à l' IGBT .....	127
1. Introduction .....	128
2. Mesures thermiques sur la métallisation de l'émetteur d'une puce IGBT "vieillie".....	128
2.1. Vieillessement par cyclage actif .....	128
2.1.1. Principe du test .....	129
2.1.2. Conditions de test et observation optique.....	129
2.2. Mesure de la réflectivité $\Delta R/R$ .....	132
2.3. Cartographie de coefficient de thermoréfectance .....	134
2.4. Cartographie en température .....	135
3.1. Faisabilité de la mesure à travers de gel.....	136
3.2. Conditions des mesures .....	137
3.2.1. Choix de conditions d'excitation.....	137
3.2.2. Calibration et choix de la longueur d'onde .....	138
3.3. Mesure thermique.....	140
4. Conclusion .....	142

Conclusion générale et perspectives .....	144
References:.....	145

## Liste des figures

Figure I.1: Structure d'un module de puissance [Mou13].....	19
Figure I.2: Domaines d'application des dispositifs de puissance à IGBT [Dkt16].....	21
Figure I.3: Coupe schématique d'une cellule d'IGBT à base de type N [Gal10].....	22
Figure I.5 a) Circuit équivalent d'une cellule d'IGBT, b) Circuit équivalent simplifié .....	24
Figure I.6: Structure d'un IGBT de type PT (à couche tampon) [Ibr09].....	24
Figure I.7: Structure d'un IGBT de type NPT (à couche homogène) [Ibr09] .....	25
Figure I.8: Structure d'un IGBT de type Trench [Ibr09].....	26
Figure I.9: Schéma de transfert de chaleur dans le module IGBT [Zhe16].....	27
Figure I.10 a) Mesures de la chute directe de tension dans la puce IGBT, b) Valeurs des pertes par conduction dans les puces IGBT [Car03] .....	28
Figure I.11 a) Courbes de commutation ON et OFF d'une puce IGBT pour une tension de 220 V et un courant de 150 A, b) Valeurs des pertes par commutation dans les puces IGBT [Car03].....	29
Figure I.12: Représentation schématique des différentes catégories de méthodes de caractérisation thermique [Bla04] .....	30
Figure I.13: Exemples de courbe de calibration pour des composants IGBTs 600 V- 200 A avec $V_{ce}(T_j)$ [Dup12] .....	31
Figure I.14: Emission spectrale en fonction de la longueur d'onde à différentes températures [Cha07] .....	32
Figure I.15: Image infrarouge d'une puce d'IGBT (puissance dissipée de 270 W) [Sch09].....	33
Figure I.16: Capteur de température en palladium intégré dans un cantilever AFM [Aub07] .....	34
Figure I.17: Principaux processus a) diffusion Rayleigh, b) Raman Stokes et c) Raman Anti-Stokes. La source excitatrice incidente est de fréquence $\nu$ [Bar99] .....	34
Figure I.18 : Schéma d'un spectre de diffusion Raman [emr16].....	35
Figure I.19: Spectres de diffusion Raman d'un wafer de silicium non contraint à différentes températures [Mou15] .....	36
Figure I.20 : principe physique de la thermorélectance [Doe19].....	36
Figure I.21 : Image de thermorélectance obtenue à $V_{ce} = 400$ V et à $V_{ge} = 30$ V, inhomogénéité du courant de filaments [Bho19] .....	37
Figure I.22: Cartographie thermique obtenue par thermorélectance sur un HEMT AlGaIn/GaN sur SiC à une puissance dissipée de 1,3 W [Mai12].....	37
Figure I.23 : Coefficient de thermorélectance en fonction de la longueur d'onde pour divers matériaux [Raa09] .....	40
Figure I.24 : a) Représentation schématique d'un montage 4 buckets, b) Principe de l'acquisition de 4 images [Tes09] .....	41
Figure I.25: Images de thermorélectance de $\Delta R/R$ normalisé obtenu sur SiGe HBT à différents $V_{ce}$ par mesure de 4 buckets [Chan06] .....	44
Figure I.26: Représentation schématique d'un montage de détection hétérodyne haute fréquence [Jer05].....	44
Figure I.27: Amplitude du signal thermique (effet joule) dans une résistance alimentée à une fréquence de 2 MHz. L'illumination par une LED est modulée à 2.01 MHz. Le résultat est un signal de thermorélectance modulé à 10 Hz, détecté avec une caméra CCD [Gra99] .....	45
Figure I.28: Amplitude du signal thermique (effet Peltier) dans une résistance alimentée à une fréquence de 1 MHz. L'illumination par une LED est modulée à 1.01 MHz. Le résultat est un signal de thermorélectance modulé à 10 Hz, détecté avec une caméra CCD [Gra99] .....	46
Figure I.29: Principe de la thermorélectance en mode pulsé [Ver13].....	46

Figure I.30: Mesures transitoires sur des transistors de puissances hyperfréquences GaN polarisé à $V_{ce}= 25$ V et $I_{ce}= 200$ mA, et à différentes durées d'impulsion ( $t_{pulse}=1.2 \mu s, 10 \mu s, 100 \mu s, 800 \mu s$ et $10$ ms) [Bac15] .....	47
Figure I.31: Mesure local par un capteur de température.....	48
Figure I.32: Coefficient de thermoréfectance obtenus sur de l'aluminium passivé (633 nm) [Apa18] .....	48
Figure I.33: Schéma de principe de la calibration « k fixe » [Yaz13].....	49
Figure I.34: Coefficient de thermoréfectance obtenu sur le polysilicium [Tes05].....	50
Figure I.35: Schéma explicatif du processus de calibration pixel par pixel .....	51
Figure I.36 : Cartographie de k obtenue sur une micro-résistance en polysilicium à la longueur d'onde 460 nm [Bur09].....	51
Figure I.37 : Image optique de la zone étudiée par les deux entreprises [Bro18]. .....	52
Figure I.38 : Cartographie du coefficient k obtenu par l'entreprise A à $T_{froid} = 20$ °C et $T_{chaud} = 40$ °C [Bro18]	52
Figure I.39 : Enregistrement de déplacement selon les axes x et y en fonction du temps [Sha16] .....	54
Figure I.40 : a) Cartographie du coefficient k obtenu sur la surface de dispositif « Nano heater » avec un objectif de grossissement x100 lorsque : a) le système piézoélectrique MAX302 est OFF b) le système piézoélectrique MAX302 est ON [Sha16] .....	54
Figure II.1 : Image optique de la métallisation d'émetteur d'IGBT codée en 12 bits .....	57
Figure II.2 : Définition de recalage d'images [Ham 17] .....	58
Figure II.3 : Comparaison d'images avant (a) et après recalage (b) [Bro13] .....	58
Figure II.4 : Exemple de transformation géométrique [Cha18] .....	59
Figure II.6: Procédure de corrélation [IMA02] .....	62
Figure II.7: Exemple de corrélation croisée normalisée entre deux images : a) image de référence et sous image, b) Spectre de la corrélation croisée normalisée entre PQW et P [Sri12].....	63
Figure II.8 : Représentation de la transformée de Fourier discrète d'une image de Lena (a) à deux dimensions : b) module c) phase [Miv19] .....	65
Figure II.9 : Effet des fréquences sur l'image de Lena : a) Image à basses fréquences b) Image à hautes fréquences [ope20] .....	65
Figure II.10 : Transformée de Fourier inverse du CPS [Gre12].....	62
Figure II.11 : Réponse du filtre $h_{mn}(u, v)$ sous-échantillonné : a) spatial b) fréquentielle [For02] .....	70
Figure II.12: Images optiques obtenues sur la métallisation d'émetteur de IGBT pendant l'expérience de 4 buckets et présentant un décalage en x et y .....	73
Figure II.13 : Image de thermoréfectance obtenue sur la métallisation d'émetteur d'IGBT à une puissance 40 W .....	74
Figure II.14 : profil en intensité de 7 cellules obtenue sur une image de la métallisation d'IGBT issue d'une manipe de 4 buckets réalisées à une puissance 25 W ( $\Delta T= 6.7$ °C) .....	74
Figure II.15: a) Image de référence, b) image translaturée par un vecteur de $t_x=10.22$ pixels et $t_y= 2.15$ pixel.....	76
Figure II.16 : Images optiques obtenues sur la métallisation d'émetteur de IGBT avec l'objectif x50 : a) Image de référence, b) Image translaturée .....	77
Figure II.17: Exemple d'une soustraction de deux images mettant en évidence la différence entre les images [Ima20].....	78
Figure II.18: Histogrammes de images identiques en intensité et en champ obtenus avant et après le recalage : $H_1$ ) par la méthode de Guizar, $H_2$ ) par la méthode de Foroosh.....	80
Figure II.19: Histogrammes des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets obtenus avant et après le recalage : $H_3$ ) par la méthode de Guizar, $H_4$ ) par la méthode de Foroosh .....	80
Figure II.20 : Image obtenue après la soustraction avec valeur absolue entre l'image à recaler et l'image de référence dans le cas des images identiques en intensité et en champ .....	81



Figure II.21 : Images obtenues après la soustraction avec valeur absolue entre l'image à recaler et l'image de référence après recalage, a) par la méthode de Guizar, b) par la méthode de Foroosh .....	81
Figure II.22 : Image obtenue après la soustraction avec valeur absolue entre l'image à recaler et l'image de référence dans le cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets.....	82
Figure II.23 : Images obtenues après la soustraction avec valeur absolue entre l'image à recaler et l'image de référence après recalage, a) par la méthode de Guizar, b) par la méthode de Foroosh .....	82
Figure II.24 : Image obtenue après la soustraction entre l'image à recaler et l'image de référence dans le cas des images identiques en intensité et en champ.....	84
Figure II.25 : Image obtenue après la soustraction entre l'image à recaler et l'image de référence dans le cas des images identiques en intensité et en champ.....	84
Figure II.26 : Images obtenues après la soustraction sans valeur absolue entre l'image à recaler et l'image de référence après recalage, a) par la méthode Guizar, b) par la méthode Foroosh.....	85
Figure II.27 : Image obtenue après la soustraction entre l'image à recaler et l'image de référence dans le cas des images d'intensités différentes de celles issues des manipes .....	85
Figure II.28 : Images obtenues après la soustraction entre l'image recalée et l'image de référence a) recalage effectué par la méthode de Guizar, b) recalage effectué par la méthode de Foroosh .....	86
Figure II.29 : Images de thermoréfectance obtenues sur la métallisation d'émetteur d'IGBT à une puissance de 25 W après recalage : a) par la méthode de Guizar, b) par la méthode de Foroosh .....	86
Figure II.30: Evolution de la norme du vecteur translation en fonction du numéro de l'image obtenue dans les différents cas de mouvement subpixilliue .....	88
Figure II.31 : Évolution du coefficient $E_{moy}$ pour différentes amplitudes pixellique de mouvement en fonction du pas de subpixellisation a) obtenu dans le cas de l'objectif x10, b) obtenu dans le cas de l'objectif x50.....	89
Figure II.32 : Courbes d'intensité d'un pixel obtenues à différents pas de pixellisation dans le cas de mouvement x10T- : a) sans recalage, b) pas 1, c) pas 5, d) pas 10, e) pas 50 et f) pas 100.....	90
Figure II.33 : Courbes d'intensité d'un pixel obtenues à différents pas de pixellisation dans le cas de mouvement x10T+ : a) sans recalage, b) pas 1, c) pas 5, d) pas 10, e) pas 50 et f) pas 100.....	91
Figure II.34 : Courbes d'intensité d'un pixel obtenues à différents pas de pixellisation dans le cas de mouvement x50T-: a) sans recalage, b) pas 1, c) pas 5, d) pas 10, e) pas 50 et f) pas 100 .....	92
Figure II.35 : Courbes d'intensité d'un pixel obtenues à différents pas de pixellisation dans le cas de mouvement x50T+ : a) sans recalage, b) pas 1, c) pas 5, d) pas 10, e) pas 50 et f) pas 100 .....	93
Figure II.36 : Courbe d'intensité d'un pixel .....	94
Figure II.37 : $\Delta R/R$ moyen en fonction de $\Delta T$ mesurée par le cristal de GaAs dans les deux cas : avec et sans recalage .....	95
Figure III.1 : Banc expérimental de thermoréfectance au laboratoire SATIE.....	99
Figure III.2 : Microscope Olympus de type BX51M [Oly20].....	99
Figure III.3 : LED Prizmatix utilisé dans la manipe de thermoréfectance [Pri20] .....	100
Figure III.4 : Spectre d'émission de la LED UHP-T donné par le constructeur [Pri 20] .....	100
Figure III.5 : Caméra Photonfocus MV1-D1024E-160-CL [Pho20] .....	101
Figure III.6 : Courbe du rendement quantique de la camera MV1-D1024E-160-CL en fonction de la longueur d'onde [Pho20].....	101
Figure III.7 : Illustration de deux modes de capture et leur effet sur l'image : a) mode progressive, b) mode instantanée [Zim06] .....	102
Figure III.8 : Spectromètre à fibre optique AvaSpec-ULS2048CL-EVO [Ava20].....	103
Figure III.9 : Système Linkam PE120 : a) cellule de chauffage b) système de refroidissement [Lin20] .....	103
Figure III.10 : Structure du capteur à fibre optique OTG-F chez Opsens [Ouh17].....	104
Figure III.11 : Platine de positionnement motorisée MS-2000-XYZ [Mic20].....	104

Figure III.12 : Dispositif piézo-électrique Nano-F450 [Mad20].....	105
Figure III.13 : Réponses en tension de la LED obtenus avec : a) caméra Photonfocus MV1-D1024E-160-CL, b) spectromètre AvaSpec-ULS2048CL-EVO .....	105
Figure III.14 : Evolution du spectre de la LED mesuré toutes les 10 min sur une heure .....	106
Figure III.15 : Histogramme de l'image moyenne .....	106
Figure III.16 : Réponses de la linéarité des détecteurs en fonction de temps d'intégrations : a) caméra Photonfocus, b) spectromètre AvaSpec .....	107
Figure III.17: Évolution du courant d'obscurité dans la matrice 1024*1024 pixels de la caméra en fonction de temps d'intégrations : a) 10 $\mu$ s, b) 0.05 s, c) 0.1 s, d) 0.2 s, e) 0.3 s, f) 0.4 s .....	110
Figure III.18 : Évolution de l'intensité moyenne du signal d'obscurité en fonction de temps d'intégration : a) pour l'ensemble du capteur (1024 pixels * 1024 pixels), b) pour un pixel clair et sombre .....	111
Figure III.19 : Courbe de l'évolution de l'intensité d'un pixel .....	112
Figure III.20 : a) Représentation du module SKIM63 de Semikron, b) Image d'un substrat DCB du module SKIM63 de Semikron .....	114
Figure III.21 : taille de la surface mesurée par le spectromètre .....	114
Figure III.22 : Évolution de l'intensité d'un pixel en fonction du temps pour différents passages de températures .....	115
Figure III.23: Spectres de l'intensité de la lumière réfléchie obtenus à pour températures de 20 °C à 100 °C avec un pas de 10 °C sur la métallisation d'émetteur d'IGBT .....	115
Figure III.24 : Exemple d'ajustement linéaire de la courbe de l'intensité en fonction de la température pour différentes longueurs d'onde.....	116
Figure III.25 : Coefficients de thermorélectance k en fonction de la longueur d'onde obtenus sur la métallisation d'IGBT .....	117
Figure III.26 : Images de thermorélectance obtenues sur la métallisation d'émetteur IGBT et avec un grossissement x50 pour différents cas de nombre d'images accumulées.....	118
Figure III.27 : Courbes de la variation de la température mesurée avec le capteur à cristal GaAs pour différentes fréquences d'excitations et à ( $V_{ce} = 0.8$ V, $V_{ge} = 8.5$ V) .....	119
Figure III.28 : Courbe de calibration obtenu sur la métallisation d'émetteur d'IGBT par la méthode de 4 buckets à la longueur d'onde de 620+/-30 nm.....	120
Figure III.29 : Courbe de calibration obtenu sur la métallisation d'émetteur d'IGBT par la méthode de k fixe à la longueur d'onde de 620+/-30 nm.....	121
Figure III.30 : a) Cartographie des coefficients de thermorélectance obtenue sur la métallisation d'émetteur d'IGBT à la longueur 620 nm, b) image optique de la surface mesurée .....	122
Figure III.31 : Courbes de calibration obtenue sur la métallisation d'émetteur d'IGBT par la méthode pixel par pixel à la longueur d'onde de 620+/-30 nm pour des pixels choisis arbitrairement.....	123
Figure III.32 : Images de thermorélectance obtenues sur la métallisation d'émetteur d'IGBT pour deux puissances .....	124
Figure III.33 : Image thermique calibrée obtenue sur la métallisation d'un émetteur IGBT : a) P = 8 W et b) P = 25 W.....	125
Figure IV.1 : Principe du test de cyclage actif .....	129
Figure IV.2: Images optiques obtenues sur la métallisation d'émetteur de IGBT à un grossissement x10 : a) avant vieillissement b) après vieillissement.....	130
Figure IV.3 : Microscope à Force Atomique Dimension Icon.....	133
Figure IV.4 : Images des topographies de la métallisation d'émetteur de IGBT obtenus par AFM : a) avant vieillissement b) après vieillissement.....	133

Figure IV.5 : Images de thermoréfectance $\Delta R / R$ obtenues sur métallisation d'émetteur IGBT à une puissance de 25 W : a) avant vieillissement b) après vieillissement .....	133
Figure IV.6: Cartographies des coefficients de thermoréfectance obtenues sur la métallisation d'émetteur d'IGBT à la longueur 620+/-30 nm : a) module non vieilli, b) module vieilli .....	134
Figure IV.7 : Courbes de calibration obtenue sur la métallisation d'émetteur d'IGBT par la méthode pixel par pixel à la longueur d'onde de 620+/-30 nm dans : a) la région intercellulaire de la métallisation non vieilli, b) la métallisation vieilli .....	136
Figure IV.8 : Images thermiques calibrées obtenues sur la métallisation d'un émetteur IGBT à une puissance de 20 W : a) avant vieillissement, b) après vieillissement .....	136
Figure IV.9 : images optiques obtenues sur le métallisation d'émetteur de IGBT : a) P = 0 W avec gel, (b) P = 0 W sans gel, (c) P = 18 W avec gel, (d) P = 18 W sans gel.....	137
Figure IV.10 : Caractéristiques Ice-Vce pour les tensions Vgs allant de 8 à 15 V s obtenus sur le module avec gel .....	138
Figure IV.11 : Courbes de calibrations obtenus sur la métallisation d'émetteur d'IGBT par la méthode de 4 buckets à différentes longueurs d'onde.....	139
Figure IV.12 : Spectres d'émission obtenues pour les filtre utilisés dans cette etude : a) filtre bleu, b) filtre vert et c) filtre rouge.....	142
Figure IV.13 : Images thermiques calibrées obtenues sur la métallisation des IGBT à différentes puissances : a) avec gel, b) sans gel .....	142
Figure IV.14: Evolution de la température en fonction de la puissance injectée : a) la métallisation de la région intercellulaires b) centre de la cellule dans le cas de la présence et de l'absence de gel.....	142

## Liste des tableaux

Tableau I.1 : Comparaison entre l'IGBT PT et NPT .....	26
Tableau I.2: Comparaison de différents types de techniques de mesure thermique.....	38
Tableau I.3: Récapitulatif de différentes techniques de mesure de $\Delta R/R$ .....	47
Tableau I.4: Comparaison de différentes techniques de calibration.....	53
Tableau I.5: Principaux équipes de recherche en thermoréfectance .....	55
Tableau II.2 : Mesure de la largeur de 7 cellules élémentaires de l'IGBT en fonction de $\Delta T$ .....	75
Tableau II.3 : Mesure de la largeur de 7 cellules élémentaires de l'IGBT en fonction de la température .....	75
Tableau II.4 : Extraction des coordonnées de translation sous Matlab par les deux méthodes de recalage .....	76
Tableau II.5: Extraction des coordonnées de translation sous Matlab par les deux méthodes de recalage .....	77
Tableau II.6: Moyenne des intensités obtenues avant et après le recalage : a) Images identiques en intensité et en champ, b) Images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets.....	79
Tableau II.7: valeurs absolues de la moyenne des intensités des images soustraites obtenus : a) cas des images identiques en intensité et en champ, b) cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets .....	83
Tableau II.8 : Notations de différents mouvements subpixelique obtenus à la surface de l'IGBT .....	87
Tableau II.9 : Variations moyennes de l'intensité du pixel en fonction de pas de recalage pour chaque cas de mouvement.....	94
Tableau II.10: Coefficients de thermoréfectance moyen obtenu sur la métallisation d'émetteur IGBT dans les 2 cas : avec et sans recalage .....	96
Tableau III.1 : Filtre dichroïques utilisés dans le banc de thermoréfectance [Chr20].....	101
Tableau III.2 : Caractéristiques du spectromètre AvaSpec-ULS2048CL-EVO [Ava20].....	103
Tableau III.3 : Estimation du constructeur des différents types de bruit de la camera Photonfocus .....	109
Tableau III.4 : Estimation du courant d'obscurité pour pixel clair, pixel sombre et l'ensemble du capteur (1024 pixels * 1024 pixels) .....	111
Tableau III.5 : Estimation expérimentale des différents types de bruit de la camera Photonfocus .....	113
Tableau III.6 : Coefficients de thermoréfectance k obtenus pour différentes températures de normalisation ...	116
Tableau III.7 : Coefficients de thermoréfectance k obtenus pour différents filtres dichroïques .....	117
Tableau III.8 : Valeurs de $\Delta R/R$ obtenus pour différents nombres d'accumulation d'images .....	119
Tableau III.9 : Coefficients de thermoréfectance obtenu sur la surface d'IGBT en variant les nombres de points de températures .....	122
Tableau III.10: Comparaison de différentes techniques de calibration .....	123
Tableau III.11 : Conditions de mesures .....	124
Tableau IV.1: Conditions de mesures dans les deux cas de modules.....	133
Tableau IV.2: profondeur du champs obtenus avec les objectifs x10 et x50 et à la longueur d'onde de 620+/-30 nm. ....	133
Tableau IV.3: Conditions de mesures dans les deux cas de modules avec et sans vieillissement .....	133
Tableau IV.4 : Coefficient de thermoréfectance moyen obtenu sur la métallisation d'émetteur IGBT dans les 2 cas : avec et sans gel et à différentes longueur d'ondes .....	139
Tableau IV.5: Conditions de mesures dans les deux cas de modules.....	140



## Introduction générale

Au cours de ces dernières années, l'électronique de puissance et particulièrement les systèmes de conversion d'énergie électrique sont devenus des éléments majeurs de la transition énergétique et de l'avenir des transports. Tous les domaines des transports sont concernés, mais le plus impacté est sans doute celui de l'automobile pour lequel les objectifs de décarbonation de la filière à l'horizon 2050 et du tout électrique pour 2030 sont fortement contraignant. Dans le même temps, nous constatons une évolution technologique rapide des dispositifs de puissance, en termes de fiabilité et performance, nécessaire à ces enjeux. Parmi ces dispositifs présents au cœur des systèmes de conversion se trouvent les modules de puissance qui regroupent au sein d'une même structure différents types de composants, les plus courants étant les transistors IGBTs et MOSFETs et les diodes. Pour le moment ceux-ci sont en grande majorité à base de silicium, mais certaines applications incorporent déjà des composants à base de semi-conducteurs grand-gaps, tels le carbure de silicium (SiC) et de façon encore très confidentielle, le nitrure de gallium (GaN). Les travaux sur les composants à base de diamant (C) restent encore au niveau des laboratoires.

En opération, les systèmes électroniques de puissance sont soumis à de fortes contraintes environnementales et fonctionnelles. Les modules de puissance et les composants semi-conducteurs qui les composent sont les éléments les plus fragiles et les stress, notamment de fatigue thermique, aboutissent à des dégradations et à leur défaillance. Or, l'évolution technologique de ces composants passe par une forte augmentation des densités de puissance. Celle-ci entraîne des champs et gradients de températures très élevés au niveau des composants et rendent nécessaire la connaissance des contraintes thermiques. Pour favoriser l'utilisation de ces composants, il est nécessaire d'optimiser leur performance et leur fiabilité en analysant finement leur comportement thermique.

Cette analyse nécessite de cartographier la distribution de la température sur les surfaces des composants de puissance en fonctionnement avec des méthodes de caractérisations à haute résolution spatiale et temporelle. En effet, différentes méthodes de caractérisation thermique existent à ce jour. La plupart permettent des mesures en régime continu, mais très peu sont opérationnelles en mode pulsé. La technique usuelle de cartographie thermique de ces structures par imagerie infrarouge permet d'accéder, sans contact, à l'évolution temporelle du champ surfacique de température. Cependant, cette technique nécessite une préparation préalable des surfaces qui consiste à retirer le gel silicone protecteur des composants et à peindre en noire les surfaces pour obtenir une émissivité uniforme. Cette préparation limite la réalisation des tests sous haute tension nécessaires à l'obtention d'un profil de mission au plus proche de la réalité. La technique se révèle également limitée en résolution spatiale (de l'ordre de 5 à 8  $\mu\text{m}$ ) à cause des longueurs d'onde mises en jeu et en résolution temporelle (de l'ordre de la ms), ce qui la rend difficile à utiliser pour analyser des phénomènes brefs comme des courts-circuits ou des avalanches électroniques qui durent quelques microsecondes.

La thermoreflectance est une technique permettant d'atteindre ces exigences. C'est une méthode optique sans contact utilisant les variations locales de réflectivité induites par l'échauffement pour déduire une mesure de la température, et peut être utilisée à pratiquement n'importe quelle longueur d'onde. Des résolutions spatiales limitées par la diffraction, de l'ordre de  $\lambda/2$ , soit 200 à 500 nanomètres, peuvent ainsi être obtenues dans le domaine visible. Cette mesure peut être effectuée en balayant un faisceau laser focalisé à la surface de l'échantillon ou en utilisant un détecteur matriciel de manière à obtenir une mesure simultanée en plusieurs points. L'avantage des CCD est évidemment de diminuer le temps d'acquisition d'images, en multiplexant la mesure. Le prix en est généralement une diminution du rapport signal à bruit due à la limitation du nombre de photons qu'il est possible de détecter (capacité des puits du CCD) et donc à une augmentation de la part relative du bruit de photons. Mais, plus que la vitesse, le principal avantage des techniques CCD est probablement de permettre l'utilisation de sources non cohérentes spatialement, puisqu'il n'est plus nécessaire de focaliser le faisceau pour obtenir une bonne résolution.

Le laboratoire SATIE de l'université Gustave Eiffel, en collaboration avec le GEMaC (Groupe d'Etude de la Matière Condensée) de l'UVSQ, a développé un banc de caractérisation thermique par thermoreflectance. Les mesures thermiques par thermoreflectance mesurent une variation de température entre un état chaud et un état froid. L'évolution thermique d'un pixel de l'image est obtenue

par un calcul entre ces images « chaudes » et « froides ». Les premières tentatives de mesures ont mis en évidence des problématiques inhérentes aux mesures en électronique de puissance : mouvements parasites des surfaces par dilatations thermiques, présence de l'enrobage gel des composants, structures à 3 dimensions.

Il est très important que les images se superposent parfaitement avant calcul de manière à éviter toute erreur de mesure. Plusieurs équipes ont mentionné un recalage d'images lors des mesures thermiques par thermoréfectance mais aucun détail du mode opératoire n'a été précisé [Bar08, Kim17]. De nombreuses questions restent en suspens sur la méthode de recalage utilisée, le niveau du recalage :subpixellique ou non, et l'effet du recalage sur la mesure.

Les composants de puissance ont un packaging propre à leur utilisation. Ce packaging et notamment l'enrobage par un gel de silicone rend difficile les mesures thermiques. Très peu de travaux présentent des mesures par thermorefectance en électronique de puissance. Il est donc nécessaire d'établir une méthodologie de mesure propre aux composants de puissance. Cette étape est passée par l'optimisation des paramètres expérimentaux de mesure (le choix de la longueur d'onde, le temps d'intégration, la fréquence d'excitation, ...) et de définir la méthode de calibration la mieux adaptée à ces structures à 3 dimensions.

La levée de ces verrous expérimentaux est l'objectif de cette thèse et constituent nos apports essentiels.

Ce mémoire est composé de quatre chapitres.

Le chapitre I se divise en deux parties. La première partie présente les composants et module de puissance ainsi que les techniques de mesure thermique utilisées en électronique de puissance : caméra infrarouge, microscope thermique à sonde locale, la spectroscopie Raman, les paramètres électriques thermosensibles. Les limitations de ces techniques sont exposées. Le but est de démontrer que la thermorefectance est la technique la mieux adaptée en terme de résolutions spatiales et temporelles pour caractériser les composants de puissance.

La deuxième partie est dédiée à la thermorefectance. Son principe physique et ses différentes méthodes de mesure sont présentés. Un état de l'art des différentes méthodes de calibration est réalisé. Le chapitre se conclut en présentant les principales problématiques expérimentales de la thermoréfectance pour l'électronique de puissance.

Le chapitre II est dédié au recalage d'image. Nous étudions dans un premier temps les principales méthodes de recalage d'image et nous déterminerons la méthode de recalage la mieux adaptée à la problématique de la thermoréfectance sur les composants de puissance. Nous terminons ce chapitre par une étude détaillée des effets du recalage sur les images thermiques.

La première partie du chapitre III décrit en détails notre banc de thermoréfectance et ses spécificités liées aux mesures de puissance. Puis, dans une deuxième partie, nous étudions et optimisons les paramètres expérimentaux pour les mesures en électronique de puissance. Nous déterminerons également la méthode de calibration la mieux adaptée à nos mesures. Ce chapitre se termine par une étude thermique détaillée sur la métallisation d'émetteur d'une puce IGBT afin de valider notre banc expérimental et ces conditions de mesures.

Le chapitre IV est consacré à la faisabilité d'études propres à l'électronique puissance grâce à la thermorefectance: étude de l'influence de vieillissement sur la distribution thermique à la surface des composants de puissance, mesures thermiques à travers le gel de silicone pour des applications en régime extrême.

# **Chapitre I : Mesures thermiques en électronique de puissance**



## 1. Introduction

L'électronique de puissance et particulièrement les systèmes de conversion d'énergie électrique sont des éléments majeurs de la transition énergétique et de l'avenir des transports. Les contraintes technico-économiques liées à ces applications impliquent une augmentation des densités de puissance au sein des composants tout en limitant leur coût et en conservant une robustesse satisfaisante. Cette augmentation de la densité de puissance entraîne des champs et gradients de températures très élevés au niveau des composants et rendent nécessaire la connaissance des contraintes thermiques. La température est donc un des éléments dimensionnant des convertisseurs et est au centre des préoccupations des concepteurs.

La température est une grandeur importante à connaître dans les composants de puissance. Elle peut être utilisée comme un paramètre de caractérisation pour effectuer des tests de défaillance, déterminer la fiabilité, et détecter les défauts. Lorsque la température du composant dépasse un certain seuil, elle peut conduire à la défaillance du dispositif. La plupart des défaillances de dispositifs sont d'origine thermique. Afin d'optimiser la performance et la fiabilité des composants, une compréhension de leurs propriétés thermiques est nécessaire.

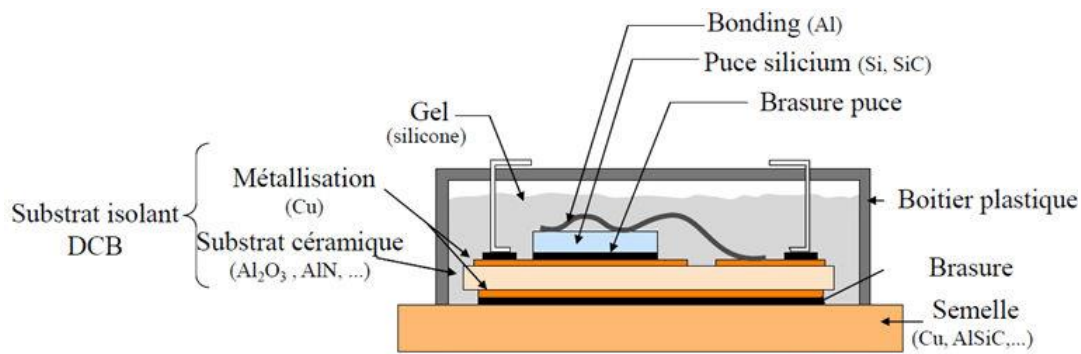
Il existe différentes méthodes de mesure de température. Chaque méthode possède des avantages, mais aussi des limites. Elle doit généralement être adaptée aux conditions expérimentales comme le type de composant (taille, condition de fonctionnement...), les informations requises sur la température du composant étudié (résolution spatiale, résolution temporelle et résolution en température...), et les exigences de tests spécifiques (accès à la zone étudiée, coût, géométrie du composant...). Pour cela, il est important d'évaluer les méthodes de caractérisation thermique et de choisir la méthode la mieux adaptée au scénario de test spécifique du composant.

Ce chapitre est divisé en deux parties. La première partie débutera par une présentation sur le composant étudié pendant la thèse. Nous exposerons ensuite les paramètres thermiques utilisés lors de l'étude de la dissipation et du transfert de la chaleur. À la suite de quoi, nous énoncerons quelques techniques de mesure de température utilisées dans le domaine de l'électronique de puissance telles que la technique infrarouge, le microscope thermique à sonde locale, la spectroscopie de Raman, les méthodes électriques et la thermorélectance. Nous terminerons cette partie par une comparaison synthétique de ces méthodes afin de montrer que, dans certaines conditions ou pour certains besoins, la thermorélectance est la technique qui répond le mieux pour caractériser les composants étudiés.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous présenterons en détail la thermorélectance en exposant son principe physique, ses principes de détection du signal de thermorélectance  $\Delta R$ , les différentes méthodes de calibration. Nous terminons cette partie en exposant les problématiques de mesures en thermorélectance.

## 2. Module de puissance

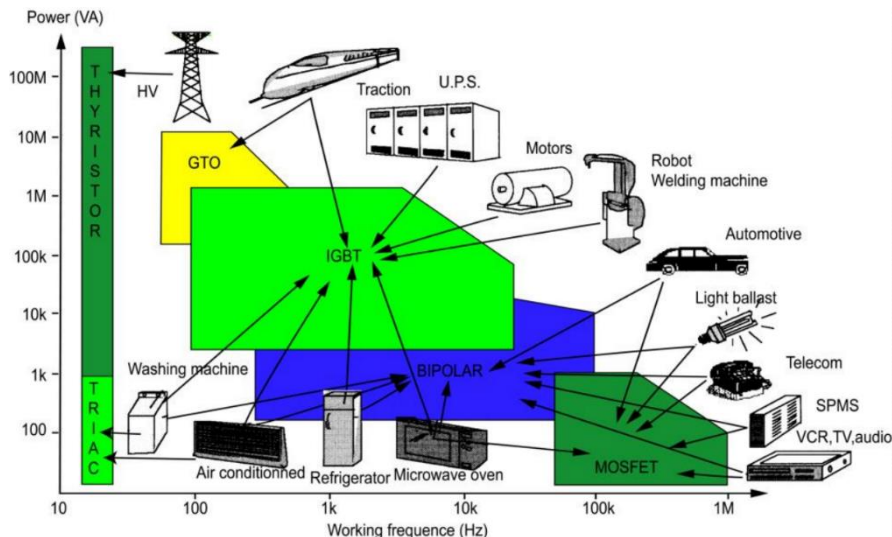
Un module de puissance est une structure de conversion d'énergie électrique, formée d'un assemblage de puces semi-conductrices de puissance et de différentes couches de matériaux. Cette structure permet d'assurer plusieurs fonctions : mécanique, électromagnétique et thermique [Cia01]. Malgré la grande variété de types de boîtiers sur le marché, les boîtiers moulés sont les plus répandus et présentent des avantages considérables grâce à leur fiabilité et leur faible coût. Dans ces boîtiers moulés, les puces sont brasées sur un substrat DBC (Direct Bonded Copper). Ce dernier consiste en une couche de céramique (généralement de l'alumine  $Al_2O_3$  ou bien du nitrure d'aluminium AlN) métallisée au cuivre sur chacune de ses faces. La métallisation inférieure du substrat est brasée traditionnellement par l'intermédiaire des alliages à base d'étain ou de plomb sur une semelle de cuivre ou d'AlSiC. Cette semelle est légèrement courbée afin d'améliorer le contact thermique lorsqu'elle est fixée par des vis sur le radiateur. Les interconnexions entre les puces et le substrat DBC sont généralement réalisées en utilisant des fils de bonding en aluminium soudés par ultrasons. Enfin, l'assemblage est encapsulé dans un boîtier dans lequel est coulé un gel silicone. Celui-ci permet d'assurer à la fois des fonctions de maintien mécanique, d'isolation électrique et de protection des puces, des fils et du substrat contre les facteurs environnementaux externes tels que les chocs, les vibrations et l'humidité. La figure I.1, issue de [Mou13], représente un assemblage typique de couches en précisant la nature des matériaux.



**Figure I.1: Structure d'un module de puissance [Mou13]**

Les modules de puissance peuvent être constitués d'un ou de plusieurs interrupteurs de puissance à semi-conducteurs packagés ensemble. Ces interrupteurs peuvent être des transistors bipolaires à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistors - IGBTs), des thyristors commandés à l'ouverture (Gate -Turn - Off Thyristors-GTO Thyristors), ou des Transistors à effet du champ (Metal-Oxyde-Semi-conducteur (MOSFETs)). La nature de ces interrupteurs dépend généralement de différents facteurs tels que le mode de commande, la tension de blocage, la fréquence de commutation et la puissance dissipée. Il est donc nécessaire de choisir l'interrupteur convenant le mieux à l'application souhaitée afin d'obtenir une facilité de contrôle et une diminution des coûts.

La figure I.2, issue de [dkt16], présente une classification d'interrupteurs en fonction de la puissance et de la fréquence de commutation. Sur cette figure, on constate que les composants MOSFETs sont très bien adaptés pour les applications de basse puissance et à fréquence élevée alors que les GTO et les thyristors sont dédiés aux domaines de haute puissance et faible fréquence. Les IGBTs ont la capacité de couvrir une gamme moyenne de puissance et de fréquence. Afin d'obtenir le courant nominal désiré, il est nécessaire d'associer les puces IGBTs en parallèle dans un seul boîtier. Ainsi, les IGBTs peuvent d'aller de quelques dizaines d'ampère à quelques kiloampères en courant et de 300 V à 6 KV en tension pour répondre aux nombreuses attentes dans divers domaines de fortes puissances.



**Figure I.2: Domaines d'application des dispositifs de puissance à IGBT [Dkt16]**

Grâce à leurs avantages : dimension réduite, stabilité électrothermique du composant et facilité en commande, les modules à base d'IGBT sont devenus les dispositifs clés dans le domaine de l'énergie et du transport. Ainsi, on peut retrouver des composants IGBT dans la commande industrielle de moteurs, les alimentations ininterrompues (UPS), la traction électrique, la gestion de source d'énergie éolienne ou solaire, les véhicules électriques, les ascenseurs, les appareils domestiques....

Dans la suite, nous décrirons le composant de puissance IGBT, sa structure interne et ses différentes technologies.

### 3. Présentation du transistor IGBT

#### 3.1. Brève histoire de l'IGBT

Ce composant a été mis en évidence pour la première fois par Baliga et al. en 1979 [Bal79]. Au fil des années, il a été mentionné sous plusieurs dénominations avant de prendre son nom définitif. En 1982, RCA a déposé un brevet pour ce composant sous le nom de Conductivity Modulated FET (COMFET) [Rus83] et General Electric sous le nom Insulated Gate Transistor (IGT) [Bal84]. En 1983 Motorola a introduit commercialement ce composant sous le nom de Gain Enhanced MOSFET (GEMFET) [Alo01]. Par la suite, plusieurs autres noms ont été associés à cette structure tels que : IGT14, TGB15 [Arn92], Bipolar MOS Transistor [Per04]. Depuis le début années 1990, les fabricants utilisent couramment le nom IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistors.

#### 3.2. Description générale

L'IGBT est un composant hybride qui résulte de l'intégration du transistor bipolaire de puissance (Bipolar Junction Transistor en anglais : BJT) et du transistor MOSFET sur le même substrat. Il combine donc les avantages du transistor bipolaire de puissance en conduction et celui du MOSFET en commutation. Cela permet d'avoir des pertes de conduction plus faibles qu'un MOSFET, tout en ayant une vitesse de commutation plus élevée qu'un BJT. Sa technologie permet également de bénéficier des faibles chutes de tension à l'état passant liées à sa conduction bipolaire, et une forte tenue en tension à l'état bloqué, tout en gardant une simplicité de commande par une grille isolée. Grâce à ces caractéristiques, l'IGBT est devenu un composant populaire dans les applications de l'électronique de puissance, car il remplace avantageusement les composants BJT et MOSFET, dans leurs limites d'utilisation et le transfert dans les domaines de forte tension (gamme de Kilovolts). Cependant, l'IGBT présente des inconvénients qui limitent ses performances (emballement thermique). Il est aujourd'hui fabriqué de manière discrète ou sous forme de module par de nombreux constructeurs (Mitsubishi Electric, Toshiba, Microsemi...). Jusqu'à maintenant, les IGBTs disponibles dans le commerce sous forme module couvrent une large gamme de courant pouvant aller de 1 A à 1500 A, d'une tension de 200 à 6500 V, et une gamme de fréquence de 60 Hz à 100 kHz. Le paragraphe suivant est consacré à la présentation de la structure technologique d'un IGBT typique (planar), ainsi que sa structure électronique équivalente.

#### 3.3. Aperçu structurel

La figure I.3, issue de [Gal10], illustre la structure d'une cellule élémentaire de l'IGBT planar à base de type N.

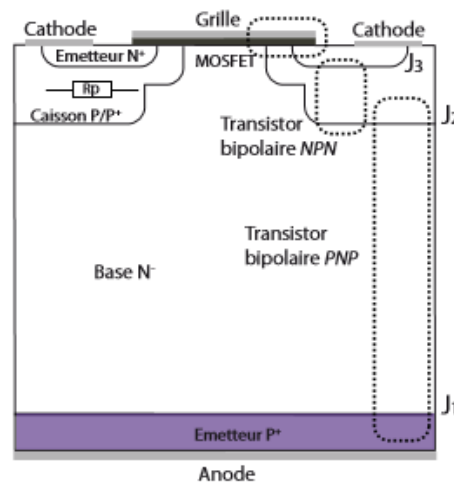
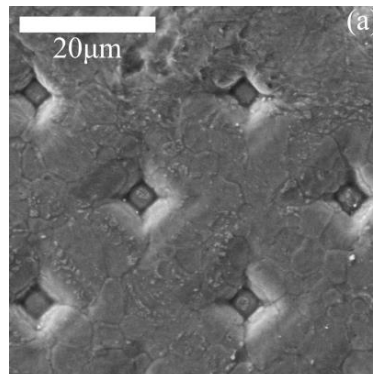


Figure I.3: Coupe schématique d'une cellule d'IGBT à base de type N [Gal10]

Sur la figure I.3, on distingue quatre couches semi-conductrices différentes (P+N-P+N+) déposées verticalement sur le même cristal de silicium, avec une section MOS qui assure le contact électrique entre l'émetteur N+ et la région N-. En face avant, au niveau de la cathode, l'IGBT est constitué d'une large zone P+ assez fortement dopée. Cette zone comprend de part et d'autre, deux zones de diffusion N+ fortement dopées. En dessous de ces îlots de cathode, on trouve une épaisse zone N- faiblement dopée et qui a pour objectif d'assurer une tenue en tension en permettant aux zones de charge d'espace (ZCE) des jonctions J1 et J2 de s'étendre à l'état bloqué. Enfin vient une zone P+ qui fonctionne comme le collecteur (anode) de la cellule qui injectera des porteurs minoritaires (trous) dans la zone N- afin d'augmenter la conduction et donc réduire la chute de tension à l'état passant [BAL96]. Il est également possible de réaliser des IGBT à base de type P et pour lesquels le profil de dopage dans chaque couche sera inversé.



**Figure I.4: Vue en dessus de la métallisation**

La puce IGBT est composée d'une multitude de cellules IGBT élémentaires sur le même cristal (cf. figure I.4). La métallisation de source couvre toute la face supérieure de la puce de façon à ce que chaque cellule élémentaire soit mise en parallèle, ce qui permet d'atteindre de forts niveaux de courant. Par exemple, une puce d'IGBT de tenue en tension 1200 V possède presque 5 000 cellules par mm<sup>2</sup>.

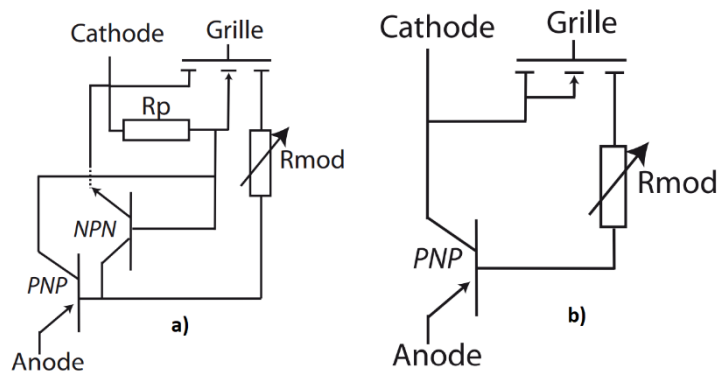
### 3.4. Circuit électrique équivalent

À partir de la structure interne de la figure I.3, il est possible de définir un schéma électrique équivalent. La figure I.5a, issue de [Gal10] détaille la structure électrique d'une cellule d'IGBT. Sur cette figure, on peut repérer les différents éléments électriques :

- Le transistor PNP dont le collecteur est le caisson P/P+ du côté source-canal, la base est la zone N- et l'émetteur est la zone P+ (collecteur de l'IGBT).
- Le transistor NPN dont le collecteur est la zone N- (collecteur de l'IGBT), la base est le caisson p/p+ du côté source-canal et l'émetteur est la zone N+ (émetteur de l'IGBT).
- Le transistor MOSFET à canal n qui relie électriquement la couche N+ et la couche N-
- La résistance de modulation  $R_{mod}$  (résistance modulée de la zone N).
- La résistance  $R_p$  (résistance du caisson P sous la zone N+).

L'ensemble de ces éléments forment le circuit électrique équivalent d'une cellule d'IGBT. Ce circuit indique qu'un thyristor est formé par l'association de transistors PNP et NPN. Ainsi, lors de forte densité de courant, ce thyristor peut s'amorcer. Ce phénomène est appelé latch up [Val03] et rend l'IGBT incontrôlable. Afin d'éliminer un fonctionnement parasite de ce thyristor, un contact métallique est réalisé technologiquement entre les couches N+ et P+ par l'émetteur, court-circuitant ainsi la jonction émetteur-base du NPN. Ceci permet d'obtenir le schéma équivalent simplifié donné par la figure I.5b.

Il sera équivalent à une configuration de montage « Darlington MOSFET-Bipolaire PNP » associé à une résistance modulable  $R_{mod}$ .



**Figure I.5 a) Circuit équivalent d'une cellule d'IGBT, b) Circuit équivalent simplifié [Gal10]**

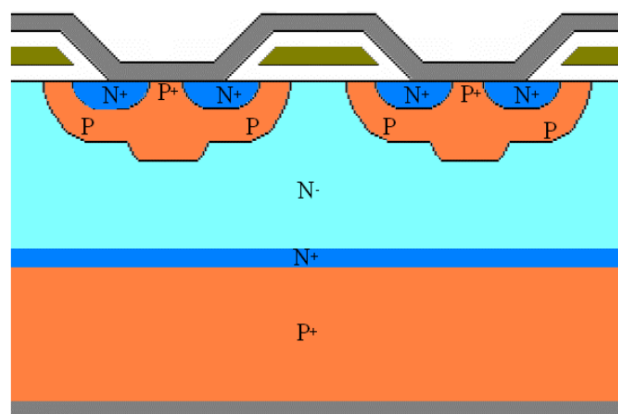
Dans la suite, nous présenterons la technologie IGBT-PT, IGBT-NPT, ainsi que la technologie à grille en tranchée (Trench Gate) qui sera également abordée.

### 3.5. Les technologies de l'IGBT

Plusieurs technologies d'IGBT existent sur le marché. Le choix entre ces technologies dépend du compromis entre les pertes en régimes de commutation et de conduction. Jusqu'à récemment, le manque de robustesse, surtout pour les applications de haute tension, obligeait les concepteurs à imposer des limites sur ces technologies. Cela se traduit par une diminution des performances dynamiques du composant IGBT.

#### 3.5.1. Technologie Punch-Through

La structure d'un IGBT PT est représentée sur la figure I.6. Cette structure est caractérisée par la présence d'une couche tampon  $N^+$  de faible épaisseur située entre la couche  $N^-$  de base et le substrat  $P^+$  et d'une base  $N^-$  d'épaisseur réduite par rapport à une structure équivalente NPT. Cela permet d'obtenir une résistance électrique réduite à l'état passant tout en gardant une tenue en tension équivalente à celle d'une structure sans couche tampon. Les IGBT PT sont donc asymétriques en tension et possèdent un champ électrique de forme trapézoïde. Par ailleurs, cette couche intermédiaire est également utilisée pour contrôler la quantité de trous injectés à partir de l'anode  $p^+$ , ce qui permet d'améliorer les caractéristiques dynamiques de l'IGBT [Mag07].



**Figure I.6: Structure d'un IGBT de type PT (à couche tampon) [Ibr09]**

Pour cette structure, la région  $P^+$  est épaisse et fortement dopée. Dans le régime de conduction, de grandes quantités de porteurs sont injectées depuis cette couche pour obtenir une modulation de conductivité et ainsi réduire la tension à l'état passant. Un des défis de technologie IGBT PT, est qu'elle présente un coefficient de température négatif, ce qui n'est pas sans danger lors de la mise en parallèle des puces, notamment dans les modules de forte puissance. En effet, dans le cas d'un coefficient de

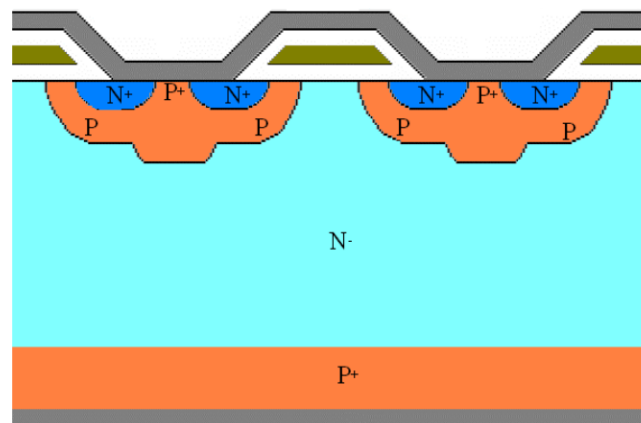
température négatif, lorsqu'un déséquilibre du courant se produit dans une puce ou un module, la température augmente avec le courant et la tension de saturation diminue forçant le courant à passer par la puce la plus chaude amplifiant ainsi le déséquilibre.

Cette technologie est préférable pour des IGBTs dans des applications où la tenue en tension est inférieure à 1200 V. Pour des tensions de blocage élevées ( $> 1200$  V), il est nécessaire de faire une croissance épitaxiale d'une couche N- épaisse, mais la difficulté réside dans la maîtrise de la technique d'épitaxie ainsi que dans le coût élevé [Lef05a].

### 3.5.2. Technologie Non-Punch-Through

Cette technologie est appelé Non-Punch-Through (NPT) car la structure interne de l'IGBT est conçue avec une zone N- épaisse (cf. Figure I.7), de sorte que la couche de déplétion reste dans cette zone et n'atteigne jamais la couche d'injection P de la face arrière, lorsque le composant est dans un état bloqué. Par conséquent, les IGBTs NPT ne comportent pas de région tampon N+ nécessaire dans la structure PT afin de réduire l'élargissement de la couche de déplétion.

Pour ce type d'IGBT, le substrat P+ est très mince et généralement réalisé par implantation ou diffusion. [Lef05]. Cette couche a pour rôle de contrôler la quantité totale de charges injectées dans la couche N- contribuant à une faible perte lors la commutation [Kha03]. Bien que le transistor NPT ait généralement des pertes de commutation plus faibles que l'IGBT PT, la région N- épaisse de ce transistor provoque une augmentation de la chute de tension à l'état passant. Ceci est défavorable pour les applications dont la tension est inférieure à 1200 V [Per03].



**Figure I.7: Structure d'un IGBT de type NPT (à couche homogène) [Ibr09]**

La structure NPT offre l'avantage d'avoir un coefficient de température positif, ce qui donne à l'IGBT une bonne répartition de courant lors la mise en parallèle de puces [Mou08]. Cette structure est largement adoptée pour les applications dont les tensions dépassent les 1200 V. Par contre, elle est difficile à mettre en œuvre pour les IGBT 600 V, car elles nécessitent une manipulation minutieuse de substrat avec une épaisseur de 70  $\mu\text{m}$ . Il est à noter que ce problème est aujourd'hui résolu par l'utilisation de la technologie « thin wafer PT-IGBT ».

### 3.5.3. Comparaison entre les technologies Punch-Through et Non-Punch-Through

Le tableau I.1 synthétise les caractéristiques principales de deux types d'IGBT (PT et NPT).

- Les IGBTs PT offrent de faibles pertes en conduction tandis que les IGBTs NPT permettent d'avoir de faibles pertes en commutation. Les IGBT NPT sont donc plus intéressants que les IGBT PT dans les applications rapides.
- Les structures NPT sont moins utilisables que celles de PT dans les applications de faible tension ( $< 1200$  V) à cause de la chute de tension importante à l'état passant. En outre, pour permettre

les applications à haute tension, les IGBTs NPT ont besoin d'un matériau de base à haute résistance.

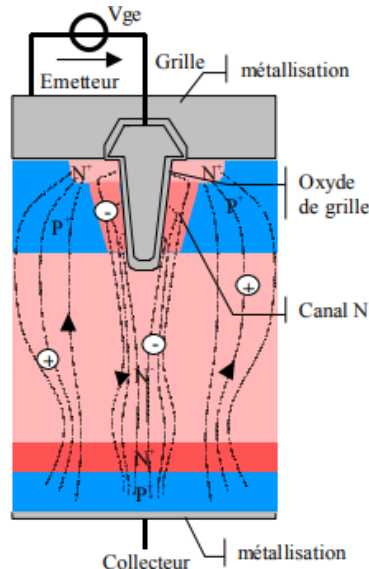
- Au niveau de la construction de ces deux structures, la technologie de NPT est moins couteuse que celle de PT et elle permet de tenir plus longtemps le court-circuit.
- Dans les mêmes conditions de test, les IGBT NPT offrent une stabilité thermique plus élevée que les IGBT PT.

Caractéristiques	IGBT-NPT	IGBT-PT
Coût	Faible	Élevé
Stabilité thermique	Plus stable	Moins stable
Court-circuit	Plus robuste	Moins robuste
Perte par commutation	Faible	Moyenne
Perte en conduction	Moyenne	Faible
Application en tension	>1200 V	Entre 600 V et 1200 V

**Table I.1: Comparaison entre l'IGBT PT et NPT [Alb17]**

### 3.5.4. Technologie à grille en tranchée (Trench Gate)

La technologie d'un IGBT à grille en tranchée (en anglais: Trench Gate) représentée sur la figure I.8 a été mise en évidence pour la première fois en 1987 [Bal96]. La principale différence avec la structure plane réside au niveau l'ingénierie de la grille de commande. La structure possède une grille sous forme de tranchée verticale, ce qui aide à réduire la taille des cellules sans compromis sur la longueur de la grille et augmente donc la densité de remplissage des cellules dans l'IGBT [Iwa99]. La géométrie de cette grille permet également d'écarter les deux zones de charges d'espace réduisant toute la composante latérale du courant d'électrons. L'IGBT à tranchée présente l'avantage d'avoir une densité de courant très élevée grâce à la faible largeur de sa grille et est quasiment insensible au déclenchement du thyristor parasite. [Mot98, Ibr09].



**Figure I.8: Structure d'un IGBT de type Trench [Ibr09]**

Dans l'IGBT à technologie trench, la grille enterrée élimine complètement l'effet JFET (effet de champs à jonction) car les caissons P entre deux cellules voisines ne sont plus en vis-à-vis. Cela conduit à réduire la chute de tension à l'état passant et donc les pertes en conduction.



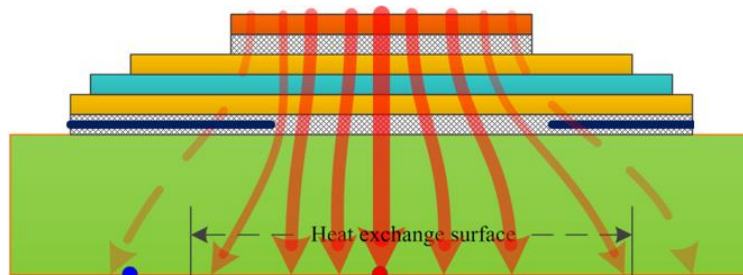
Les inconvénients majeurs de cette technologie sont liés, d'une part à l'accroissement de la capacité grille-émetteur qui modifie le comportement dynamique de l'IGBT, et d'autre part à la complexité de la procédure de fabrication [Mal01]. Cependant, cette technologie reste plus performante que la technologie planar et représente aujourd'hui une grande part du marché. Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés sur des puces IGBT de type Non Punch Through (NPT) à grille en tranchée.

Lors du fonctionnement de composants IGBTs, la dissipation de la puissance conduit à des grandes contraintes thermiques au sein du composant. Il est donc nécessaire d'étudier les caractéristiques thermiques de l'IGBTs afin d'optimiser sa performance et sa fiabilité. Par la suite, nous exposerons les différents paramètres thermiques utilisés lors de l'étude de la dissipation et du transfert de la chaleur.

### 3.6. Transfert de chaleur dans l'IGBT

Le transfert de la chaleur dans les composants de puissances peut avoir lieu de trois manières différentes : convection, rayonnement ou conduction. Dans l'assemblage, la conduction est le mode prépondérant, il est ensuite relayé par la convection (forcée: eau, air) qui est très importante aussi.

La figure I.9, issue de [Zhe16], montre un schéma de transfert de chaleur dans le module IGBT. Le transfert de chaleur dans ce composant se manifeste par l'évacuation de chaleur de la surface supérieure de la puce jusqu'à la surface inférieure de la plaque de base (semelle).



**Figure I.9: Schéma de transfert de chaleur dans le module IGBT [Zhe16]**

Le transfert de chaleur par conduction se produit lorsqu'il existe un gradient de température dans le composant d'IGBT. Il va de la région qui possède la plus haute température vers la région de basse température afin de réduire l'entropie de système. Dans le cas d'un milieu homogène, le transfert de chaleur est donné par la loi de Fourier qui stipule que le taux de transfert de chaleur à travers un matériau est proportionnel au gradient de la température. Mathématiquement, il est exprimé par :

$$q_{cond} = -K(T)\overline{\nabla T} \quad (I.1)$$

Avec respectivement  $q_{cond}$  correspondant au flux de chaleur par conduction, et  $K(T)$  représentant la conductivité thermique du matériau étudié, exprimée en  $W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}$ .

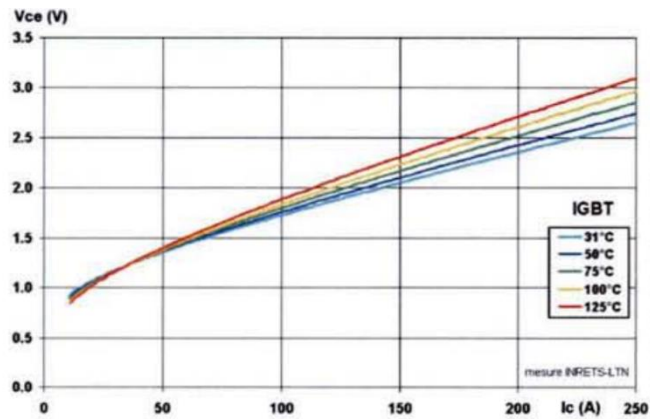
### 3.7. Problèmes thermiques dans l'IGBT

Le problème thermique de l'IGBT est une préoccupation croissante en raison de l'augmentation des pertes de chaleur dans de nombreuses applications. Ces pertes de chaleur sont fonction de la température. On peut les classer en deux catégories, à savoir les pertes par conduction et les pertes par commutation.

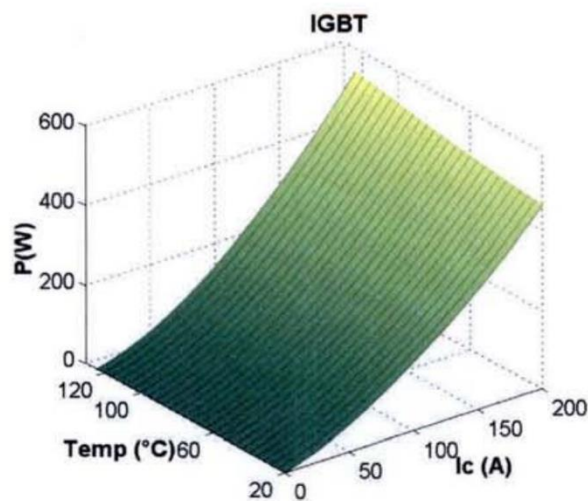
- Les pertes par conduction

Les pertes de conduction se produisent pendant la chute de tension à l'état passant d'IGBT. Elles dépendent principalement du rapport cyclique, du courant de charge et de la température de jonction. La dissipation de puissance totale pendant la conduction est calculée en multipliant la tension  $V_{cesat}$  à l'état passant par le courant à l'état passant  $I_{cesat}$  [Dyn14].





a)



b)

**Figure I.10: a) Mesures de la chute directe de tension dans la puce IGBT, b) Valeurs des pertes par conduction dans les puces IGBT [Car03]**

Un exemple de campagne de mesures a été mené dans [Car03] afin de déterminer les pertes par conduction dans les puces IGBT. La méthodologie de ce test consiste à mettre la puce d'IGBT sous une température stable par l'intermédiaire d'une plaque chauffante régulée, et à appliquer un courant durant un très bref instant. Le temps de conduction dans la puce est nécessairement faible afin d'éviter l'échauffement de la puce avec ce courant. Simultanément, la tension aux bornes de la puce est relevée pour obtenir la chute directe à une température et un courant donné. De la même manière, on réalise des mesures à différents niveaux de courant et de températures afin d'obtenir un graphique (cf. figure I.10a) qui donne la tension en fonction du courant. Une fois ces données obtenues, la puissance dissipée peut être calculée dans la puce. Un graphique à trois dimensions (cf. figure I.10b), présente la puissance dissipée pour la puce IGBT pendant cette campagne de mesure.

- Les pertes par commutation

Dans le composant IGBT, les pertes de commutation contribuent généralement de manière significative aux pertes totales. Elles se produisent lorsque l'IGBT passe de l'état ON à l'état OFF et vice-versa. Les pertes par commutation sont surtout dépendantes des niveaux de courant et tensions commutés, de la température, et de la fréquence de commutation.

Un exemple de test de commutation, réalisé dans [Car03] sur des IGBTs, est illustré en figure I.11a. Dans ce test, une tension continue de 220 V est appliquée entre le drain et la source du transistor IGBT. La résistance de grille est fixée à 10 mΩ pour la mise aux états ON et OFF de la puce. Les deux courbes inférieures de la figure I.12a représentent les signaux de commande ( $I_{ce}$ ,  $V_{ce}$ ) et les courbes supérieures les signaux de puissance ( $I_g$ ,  $V_{ge}$ ) ainsi que l'énergie dissipée durant la commutation (W).

L'énergie dissipée est calculée en intégrant le produit de ( $V_{ce} \times I_{ce}$ ) sur la durée de commutation. Ce qui explique la forme du signal  $W$  et la valeur de la constante résultante, égale à la valeur de l'énergie dissipée, soit 4.8 mJ pour la mise au ON et 6.8 mJ pour la mise au OFF. La figure I-12b, présente la puissance dissipée durant la commutation pour une puce d'IGBT lorsqu'il commute à une fréquence de 1 kHz.

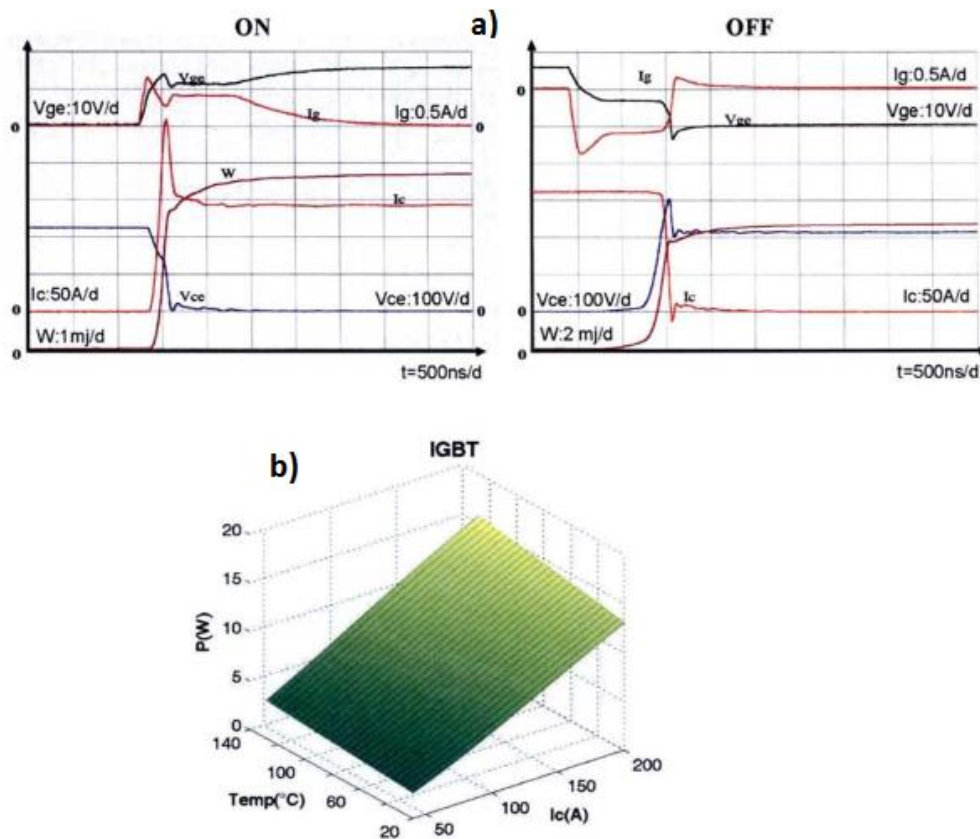


Figure I.11: a) Courbes de commutation ON et OFF d'une puce IGBT pour une tension de 220 V et un courant de 150 A, b) Valeurs des pertes par commutation dans les puces IGBT [Car03]

Les pertes de chaleur par conduction et commutation provoquent un champ de température et des gradients très élevés au sein de l'IGBT. La connaissance de la température et de ses variations au cours du temps permet de comprendre précisément le comportement thermique de l'IGBT afin d'améliorer sa fiabilité. Plusieurs études ont été publiées sur l'analyse et la gestion thermique des IGBTs depuis plusieurs années [Qia18, Che19, Yun01]. Elles sont basées sur la simulation numérique et les caractérisations expérimentales. Dans le paragraphe suivant, nous ferons un état de l'art sur les principales techniques de caractérisations thermiques utilisés en électronique de puissance.

#### 4. Les méthodes de caractérisation en température

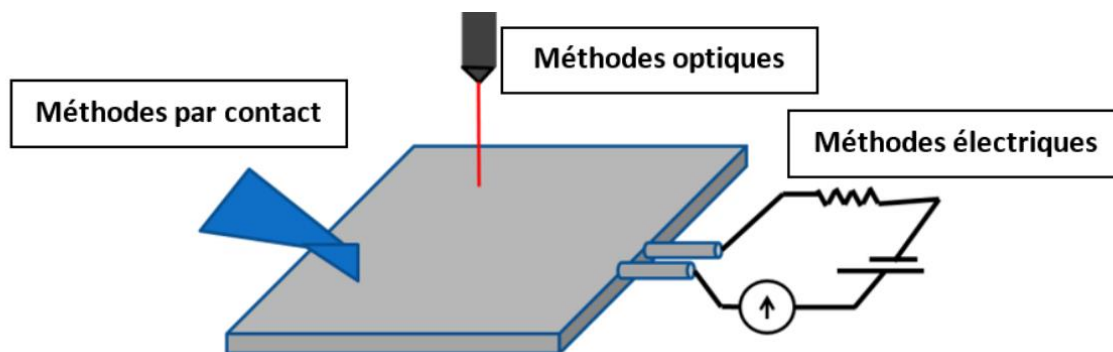
Il existe plusieurs techniques de caractérisation thermique utilisées pour étudier les processus thermiques dans les composants électroniques. Ces techniques sont basées sur la mesure des grandeurs physiques, affectées par un changement de températures. Elles sont distinguées selon leurs modes de fonctionnement.

[Bla04] a classé ces méthodes en trois grandes catégories (cf. Figure I-12) :

- Méthodes optiques sans contact : ces méthodes sont basées sur l'interaction de photons avec la surface du composant. Suite à cette interaction, des ondes électromagnétiques peuvent être émises d'une manière spontanée ou stimulée (par une source extérieure). Ces ondes peuvent être aussi sous forme sous forme réfléchie ou diffusée. L'exploitation de ce rayonnement permet

d'accéder à l'extraction de la température (thermoréfectance, spectroscopie Raman, et infrarouge, ...).

- Méthodes électriques : ces méthodes permettent de mesurer la température des composants électroniques en se basant sur l'exploitation de grandeurs électriques qui dépendent de la température (tension de seuil, résistance, ...).
- Méthodes par contact : ces méthodes permettent de mesurer la température de composants électroniques en se basant sur le contact direct entre le transducteur (sonde) et la surface du composant étudié. La température de ce transducteur est assimilée à la température du composant au point de contact (imagerie thermique par cristaux liquides et microscopie thermique à balayage en champ proche et microscope thermique à sonde locale, ...).



**Figure I.12: Représentation schématique des différentes catégories de méthodes de caractérisation thermique [Bla04]**

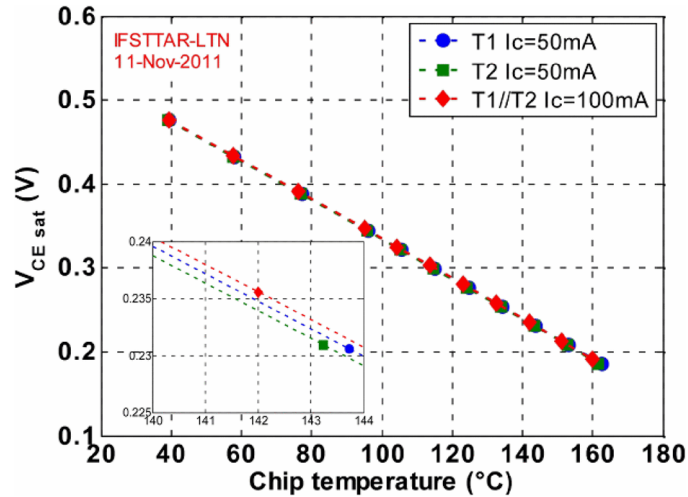
Dans cette partie, nous présenterons succinctement quelques techniques de caractérisation thermique utilisées dans le domaine de l'électronique de puissance en exposant les avantages et les inconvénients de chaque technique. Nous justifierons notre choix de travailler sur la technique de thermoréfectance pour caractériser les composants de puissance IGBT.

#### 4.1. Méthodes électriques

Les méthodes électriques sont couramment utilisées dans le domaine de l'électronique de puissance pour estimer la température de jonction  $T_j$  dans la zone active du composant. Le principe de ces techniques est de définir et de choisir un paramètre électrique thermosensible (ThermoSensitive Electrical Parameter – TSEP) qui donnera l'image de la température de jonction. Plusieurs paramètres électriques pour les composants IGBT ont montré une dépendance exploitable à la température. Parmi les TSEP utilisés pour ces composants, on compte par exemple :

- La tension de seuil  $V_{\text{geth}}$  [Ber03]
- La résistance de grille  $R_g$  [Bra18]
- Courant de fuite à l'état bloqué (direct ou inverse) [Amm98]
- La chute de tension à l'état passant  $V_{\text{ce}}$  [Sch09]

La réalisation de mesures par TSEP nécessite trois étapes. Dans un premier temps a lieu une étape de calibration du paramètre électrique utilisé avec la température de jonction afin d'obtenir une courbe d'étalonnage pour le composant spécifié (cf. figure I.13). Dans un second temps, un dispositif de mesure est conçu et mis en œuvre afin de réaliser la mesure durant le fonctionnement dans les conditions de la calibration. Enfin vient la dernière étape qui consiste à la validation de l'estimation de  $T_j$  via le TSEP en utilisant une des méthodes directes (technique infrarouge, ...), cité dans [Bak13] [Dup12].



**Figure I.13: Exemples de courbe de calibration pour des composants IGBTs 600 V- 200 A avec  $V_{ce}(T_j)$  [Dup12]**

Les principaux avantages de ces méthodes sont leur simplicité de mise en œuvre et le côté non-intrusif de la mesure qui se fait sans avoir à ouvrir le boîtier du composant. Néanmoins, son principal inconvénient est de ne fournir que des informations sur la température de jonction qui est une valeur virtuelle correspondante à une valeur "moyenne" à l'intérieur de la puce, ou d'un ensemble de puces en parallèles. De plus, ces méthodes sont bien adaptées pour surveiller un indicateur thermique global, mais pas pour la distribution de température et détecter d'éventuels points chauds.

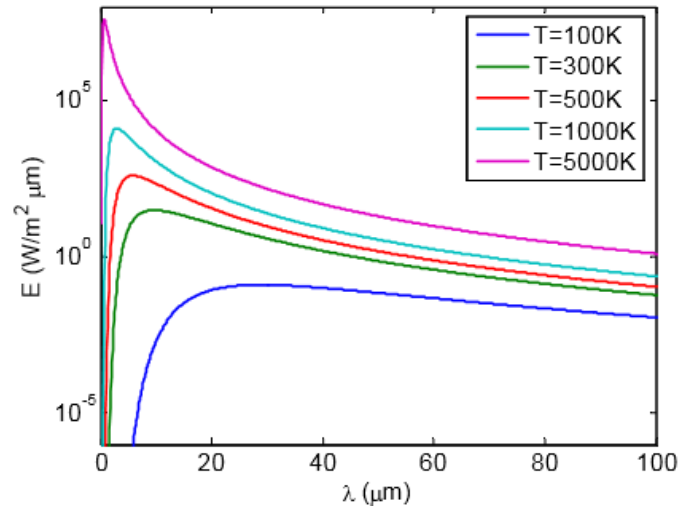
#### 4.2. Thermographie Infrarouge

La technique infrarouge (en anglais Infrared (IR)) est couramment utilisée dans le domaine de la microélectronique et électronique de puissance grâce à sa simplicité, sa rapidité et la maturité de son instrumentation [Qfi12]. Cette méthode est basée sur le fait que tout matériau présentant une température différente du zéro Kelvin émet de l'énergie sous forme électromagnétique. Dans le cas du corps noir (corps qui absorbe tous les rayonnements électromagnétiques), l'émittance spectrale est donnée par la loi de Planck :

$$M_{\lambda}^{\circ} = \frac{2\pi hc^2 \lambda^{-5}}{\exp\left(\frac{hc}{k\lambda T}\right) - 1} \quad (I.2)$$

Avec :  $M_{\lambda}$  étant l'émittance spectrale à la longueur d'onde  $\lambda$  d'un corps noir exprimée en  $W.m^{-3}$ ,  $h$  représentant la constante du Planck ( $h = 6,63.10^{-34}$  J.s),  $v$  la vitesse des ondes électromagnétiques dans le milieu où se propage le rayonnement (dans l'air  $v=c=3.10^8$  m.s<sup>-1</sup>) et  $k$  la constante de Boltzmann ( $1,38.10^{-23}$  J/K).

La figure I.14, issue de [Cha07], représente l'émittance spectrale d'un corps noir en fonction de la longueur d'onde à différentes températures. À l'équilibre thermique, la densité de puissance spectrale sera décalée vers les longueurs d'onde les plus petites lorsque la température augmente selon la loi de radiation du corps noir de Planck. Ainsi, la mesure de l'émittance totale de corps permet de mesurer sa température.



**Figure I.14: Emittance spectrale en fonction de la longueur d'onde à différentes températures [Cha07]**

Cependant, la plupart des corps ne sont pas des corps noirs, car une partie de leurs radiations électromagnétiques peut être réfléchiée ou diffusée. Dans ce cas, un facteur dépendant du matériau, appelé émissivité  $\epsilon$  doit être ajouté à la loi du corps noir. Cette émissivité est égale à 1 dans le cas du corps noir tandis que dans le cas du corps réel, elle est comprise entre 0 et 1. Par conséquent, l'émissance d'un corps réel sera écrite sous la forme :

$$M_\lambda = \epsilon \cdot M_\lambda^\circ \quad (I.3)$$

En intégrant la formule de Planck (I.3) sur toute la gamme spectrale  $\lambda$ , on obtient la loi de Stefan-Boltzmann :

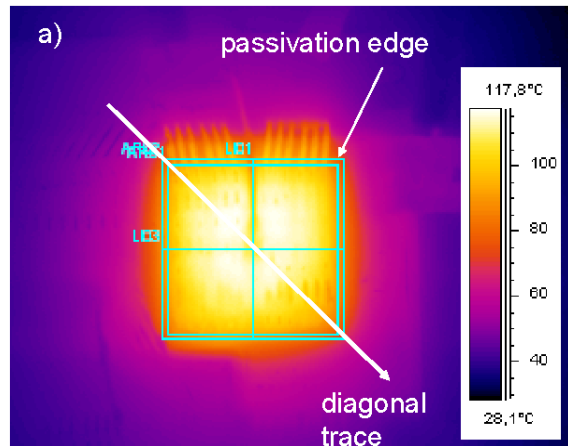
$$W = \epsilon \sigma T^4 \quad (I.4)$$

Où  $\sigma$  est la constante de Stefan ( $\sigma = 5,7 \cdot 10^{-12} \text{ W.cm}^{-2}$ ) et  $W$  le rayonnement thermique total.

La dépendance de l'émissivité des matériaux en fonction de la température est intrinsèque au matériau mais elle également liée aux autres facteurs comme la propriété et la géométrie de la surface et la longueur d'onde. Il est donc nécessaire de réaliser une calibration préalable donnant l'évolution de l'émissivité en fonction de la température pour chaque surface de matériau que l'on souhaite caractériser. Une mesure de l'admittance après cette calibration permet de déterminer la température du composant.

De nombreuses études ont mené des investigations de cartographies thermiques à l'aide de la thermographie infrarouge à la surface de puces IGBT et d'autres composants de puissances [Ira12, Cov97, Cze12, Koc12, Bou13, Dup12, Sch09]. Dans [Dup12], les auteurs ont utilisé cette technique pour mesurer la température moyenne à la surface de l'IGBT afin de la comparer avec la température de jonction donnée par la méthode indirecte (méthode électrique). Les auteurs de [Sch09], ont réalisé une cartographie de température, avec une caméra infrarouge FLIR, de la surface d'une puce IGBT.

Les résultats obtenus par cette étude ont mis en évidence des gradients de température de plus de 40 °C entre le centre et les extrémités de la puce (cf. figure I.15).



**Figure I.15: Image infrarouge d'une puce d'IGBT (puissance dissipée de 270 W) [Sch09]**

Un des inconvénients de la technique infrarouge réside dans sa faible résolution spatiale comprise entre 5 et 10  $\mu\text{m}$ . Cette faible résolution peut conduire dans certains cas à une sous-estimation, parfois importante, de la température de fonctionnement maximale des composants [Kub06]. Dans [Kub06], les auteurs ont utilisé la technique infrarouge et la spectrométrie Raman pour mesurer la température de fonctionnement d'un transistor HEMT AlGaIn/GaN. Ils ont montré que la température maximale obtenue par spectrométrie Raman est 50 °C supérieure à celle mesurée par la technique infrarouge. Ceci est une conséquence de la résolution spatiale de la thermographie IR (citée précédemment), limitée par la diffraction, contrairement à la résolution spatiale (0,7-1 $\mu\text{m}$ ) de la spectrométrie Raman, ce qui entraîne une moyenne latérale de la température du composant en thermographie IR.

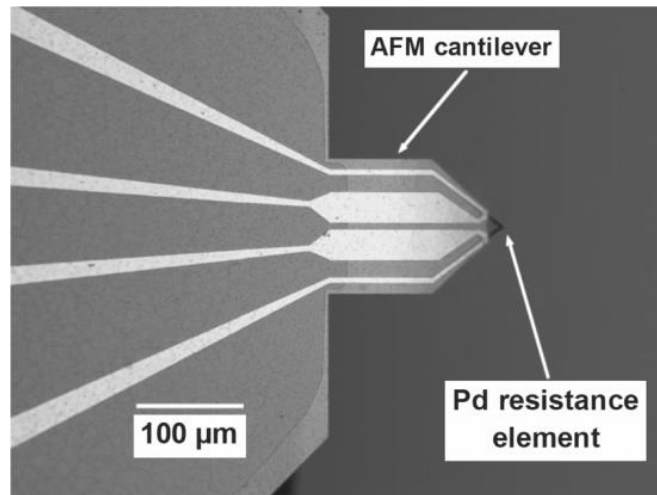
Un autre inconvénient de cette technique est qu'elle ne permet pas la mesure de température sur des composants encapsulés. Pour réaliser des mesures sur les modules d'IGBTs, il est nécessaire de retirer le gel silicone utilisé comme encapsulant afin d'avoir un accès direct sur la surface de la puce [Bta113]. Ceci a pour conséquence d'empêcher la caractérisation thermique de composant en conditions réelles de fonctionnement. De plus, il est nécessaire de recouvrir l'échantillon d'une couche fine de peinture pour homogénéiser l'émissivité de surface. Comme inconvénient de ce revêtement, celui-ci peut modifier la réponse thermique lors des régimes transitoires .

#### 4.3. Microscope thermique à sonde locale

La microscopie thermique à sonde locale (Scanning Thermal Microscopy en anglais : SThM) a été introduite pour la première fois en 1986 par Clayton C. Williams [Wil86]. Le principe de fonctionnement du SThM est basé sur celui du microscope à force atomique (AFM) utilisé en mode « contact - force constante » et équipé de sondes thermiques nano-fabriquées avec des éléments résistifs afin d'atteindre une résolution spatiale et une sensibilité thermique élevées. Dans cette technique, le capteur thermique est placé sur la pointe d'AFM (cf. figure I.16), ce qui facilite énormément la cartographie thermique de la surface supérieure de l'échantillon. Lorsque la sonde balaye en mode contact la surface d'un échantillon, un transfert de chaleur localisé entre la surface de l'échantillon et la pointe de la sonde entraîne un changement de la température de la pointe. De cette manière, on obtient la température en chaque point parcouru par la pointe ainsi qu'une topographie de l'échantillon.

Le capteur thermique peut être utilisé dans deux modes : le mode passif et le mode actif [Vol07, Dil07]. Dans le mode passif, la pointe agit uniquement comme un capteur tandis que dans l'autre mode, la pointe est simultanément la source de l'échauffement et le capteur. En fonction du mode d'utilisation du capteur, le contraste de l'image thermique permet soit l'analyse du champ de température en surface d'échantillons, soit la caractérisation de propriétés thermiques locales de matériaux telles que leur conductivité thermique ou leur température de transition de phase.





**Figure I.16: Capteur de température en palladium intégré dans un cantilever AFM [Aub07]**

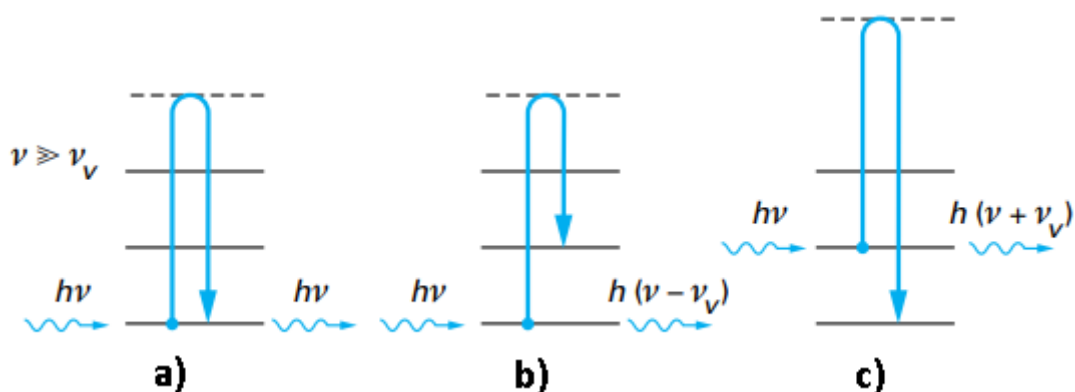
Le SThM présente l'avantage d'avoir une résolution spatiale élevée. Elle atteint une résolution spatiale de l'ordre 50 nm avec une précision de température de 1 mK [Bro18]. Sa résolution temporelle est définie par la performance de la sonde et des constantes de temps thermiques au sein de matériaux. Cependant, cette technique présente des limitations de l'extraction de température. Ces limitations sont dues à la nature du capteur, aux dimensions de la pointe AFM et à la rugosité présentée par la surface de l'échantillon étudié.

Plusieurs études ont été menées dans le domaine de l'électronique de puissance par le SThM. Elles sont décrites dans [Fie99, Yan18, Aub07, Jia17]. Dans [Fie99], les auteurs ont utilisé cette technique pour localiser les points chauds induits par des défaillances dans les composants de puissance IGBT et MOSFET.

#### 4.4. Spectroscopie Raman

##### 4.4.1. Principe physique

Le phénomène de diffusion inélastique de la lumière par la matière a d'abord été observé expérimentalement par Sir Chandrasekhar Venkata Raman, professeur de physique indien, et son collaborateur K.S. Krishnan en 1928 [Ram28]. En 1930, il remporte le prix Nobel de physique pour ses travaux sur la diffusion de la lumière et pour la découverte de l'effet qui porte son nom [Nob30].



**Figure I.17: Principaux processus a) diffusion Rayleigh, b) Raman Stokes et c) Raman Anti-Stokes. La source excitatrice incidente est de fréquence  $\nu$  [Bar99]**

La spectroscopie Raman est une technique qui permet d'observer les modes vibratoires des phonons optiques grâce à la diffusion inélastique d'une source de lumière monochromatique lors de l'interaction avec les phonons dans un réseau cristallin. En effet, lorsqu'un échantillon est soumis à une radiation monochromatique intense, les photons constituant cette radiation peuvent être transmis, réfléchis, absorbés ou diffusés dans toutes les directions de l'espace [Per93]. Dans le dernier cas, la

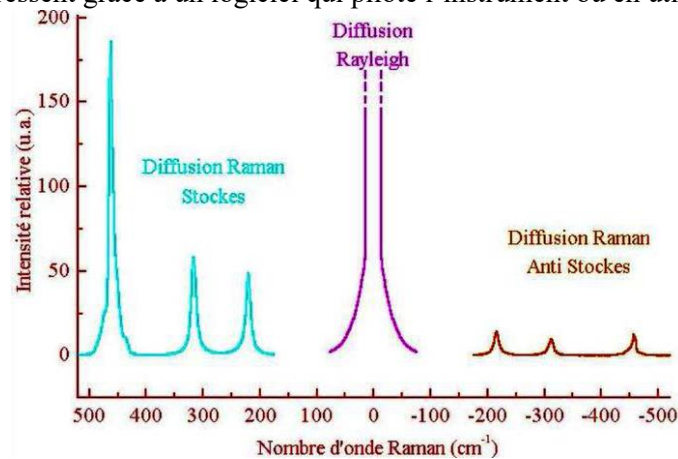
diffusion est essentiellement élastique et l'énergie de photons diffusés est égale à celle de photons incidente, comme illustrée sur la figure I.17. Pour une infime partie du faisceau incident, la diffusion est inélastique et correspond à un échange d'énergie entre le rayonnement et le milieu : c'est la diffusion Raman [Ram28, Per93]. Cette dernière possède deux possibilités : la diffusion Raman Stokes et anti-Stokes. Dans le cas où les photons diffusés ont une énergie plus grande que celle des photons incidents, on parle de la diffusion Raman anti Stokes. Dans le cas contraire, lorsque l'énergie des photons diffusés est plus petite, on parle de diffusion Raman Stokes.

Généralement, le spectre de Raman est exprimé en fonction de la variation de nombre d'onde :

$$\Delta\omega = \frac{1}{\lambda_i} - \frac{1}{\lambda_d} \quad (I.5)$$

Où  $\Delta\omega$  est la variation de nombre d'onde ( $\text{cm}^{-1}$ ),  $\lambda_d$  la longueur d'onde de lumière diffusé et  $\lambda_i$  celle de la lumière incidente.

La figure I.18 présente un spectre de diffusion Raman. Ce spectre est constitué de trois types de rayonnement : une raie Rayleigh, une raie de Stokes et une raie Anti-Stokes. Ces trois types de rayonnement sont collectés avec le même détecteur, mais il est possible de récupérer uniquement les signaux qui nous intéressent grâce à un logiciel qui pilote l'instrument ou en utilisant un filtre.



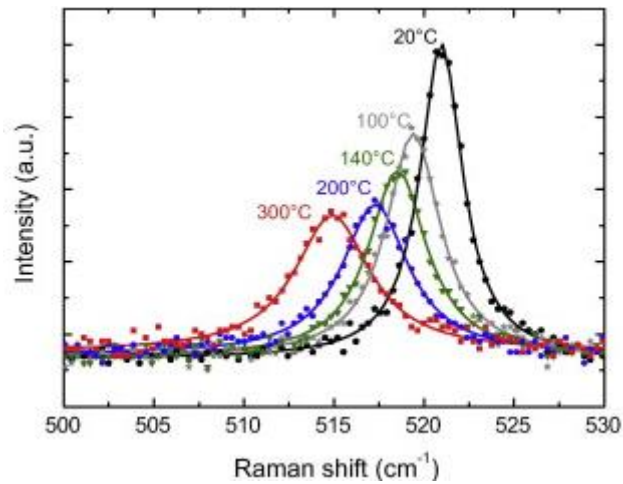
**Figure I.18 : Schéma d'un spectre de diffusion Raman [emr16]**

#### 4.4.2. Mesure de la température par la spectroscopie Raman

La mesure thermique par la spectroscopie Raman se déduit du transfert d'énergie inélastique entre les photons et les phonons présents dans la matière. En effet, lorsque la température du composant étudiée varie, les paramètres de phonons varient aussi. La variation de la température a pour conséquence de modifier l'énergie des phonons en changeant ainsi leur fréquence. La modification de la fréquence des phonons entraîne le déplacement de la position des raies de Raman. Le déplacement de ces raies est donc la signature du comportement thermique du composant.

La figure I.19, issue de [Mou15], représente un exemple de spectre de diffusion Raman d'un wafer de silicium non contraint à différentes températures. Sur cette figure, on constate que plusieurs paramètres caractéristiques des pics Raman varient avec la température. Ainsi, lorsque la température augmente, les raies se déplacent vers les basses fréquences. Une augmentation de leurs largeurs à mi-hauteur et une diminution de leurs amplitudes sont également observées. Plusieurs publications ont déjà relayé l'efficacité de la spectroscopie Raman, pour effectuer des études thermométriques, et ce, pour une diversité de composants de puissance [Koc15a, Koc15b, Bro18, Lan09].





**Figure I.19: Spectres de diffusion Raman d'un wafer de silicium non contraint à différentes températures [Mou15]**

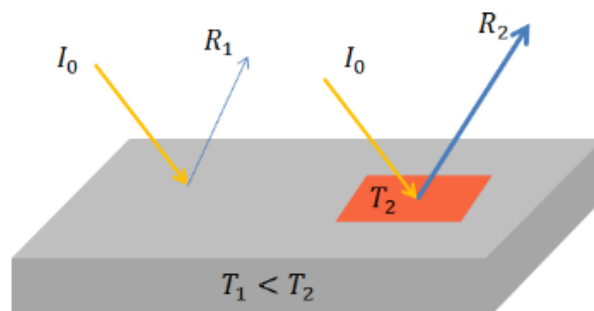
La spectrométrie Raman offre une résolution spatiale de l'ordre du  $\mu\text{m}$  et une résolution en température de 5 à 10 mK [Ber11]. Elle permet d'analyser les échantillons en 3 dimensions, de distinguer les couches en profondeur et d'évaluer les contraintes mécaniques et les gradients thermiques. Par contre, cette technique présente les inconvénients de ne pas être applicable sur les métaux et qu'elle nécessite de réaliser une mesure point à point de la zone analysée.

#### 4.5. La Thermoréflectance

La thermoréflectance est une technique optique sans contact qui est basée sur la mesure de la variation de la réflectivité d'une onde lumineuse sur la surface d'un échantillon pour en déduire la température (cf. figure I.20). En effet, la réflexion de l'onde incidente sur une surface modifie son amplitude et sa phase. Ces modifications, propres à la surface, sont riches en information et sont fonction de la température. Pour la plupart des matériaux (semi-conducteurs et métaux), la relation entre la réflectivité et la température peut être approximée au premier ordre comme montré par l'équation (I.8) :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T} \Delta T = k \Delta T \quad (\text{I.6})$$

Où  $\Delta R/R$  est la variation relative de la réflectivité à la surface du composant. Le coefficient  $k$  est appelé coefficient de thermoréflectance et varie généralement entre  $10^{-2}$  et  $10^{-5} \text{ K}^{-1}$ . Celui-ci dépend de plusieurs facteurs : la longueur d'onde d'illumination, les caractéristiques du matériau, l'angle d'incidence, l'ouverture numérique de l'objectif et la rugosité [Tes01]. Ainsi, une calibration et une mesure précise de ce coefficient sont essentielles pour obtenir une bonne estimation de la température à la surface du composant.

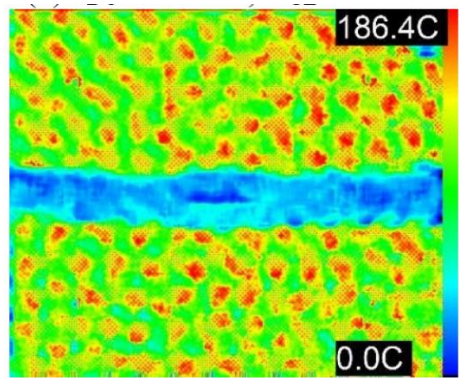


**Figure I.20 : principe physique de la thermoréflectance [Doe19]**

Un des avantages de la thermoréflectance est qu'elle peut se réaliser pour quasiment n'importe quelle longueur d'onde et ainsi fournir des images thermiques avec une résolution spatiale

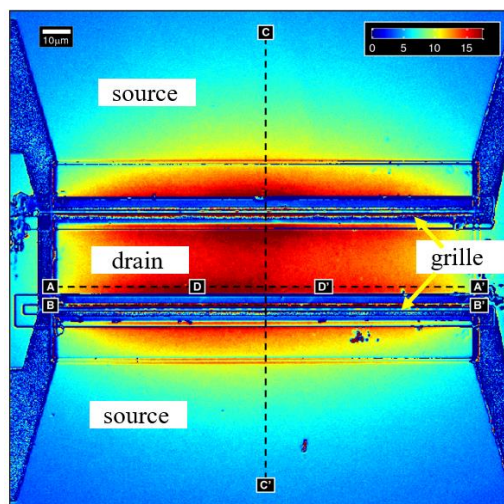
élevée. Les mesures par la thermoréfectance peuvent ainsi atteindre une résolution spatiale de l'ordre 250 nm, une résolution temporelle de l'ordre 800 ps et une résolution en température de l'ordre 5 mK [Mai14]. Cependant, un des problèmes de cette technique est la présence de micromouvements latéraux et verticaux sur la surface induite par la dilatation thermique dans les composants, notamment ceux de puissance. Ces mouvements ont pour conséquence des artefacts dans les mesures, ce qui entraîne de fausses estimations de la température. Nous verrons ce problème en détail dans la partie 5.4.

La thermoréfectance a été utilisée dans le domaine de l'électronique de puissance pour étudier la défaillance, la fiabilité, et la distribution de la température à la surface de composants [Mai12, Bho18, End15, Cha07, Ros06]. Dans [Bho18], les auteurs discutent de l'utilisation de cette technique pour caractériser les composants IGBTs lors d'évènements répétitifs de court-circuit. Les résultats obtenus par cette étude ont ainsi pu mettre en évidence la présence de courants de filaments à la surface de la puce d'IGBT (cf. figure I.21).



**Figure I.21 : Image de thermoréfectance obtenu a  $V_{ce} = 400$  V et à  $V_{ge} = 30$  V, inhomogénéité du courant de filaments [Bho19]**

Dans [Mai12], les auteurs ont utilisé cette technique pour mesurer l'auto-échauffements dans un transistor de puissance HEMT AlGaIn/GaN sur SiC. Les mesures ont été faite sur la surface de ce composant (le drain, la source et la grille) (cf. figure I.22). Les résultats obtenus par cette étude ont mis en évidence des élévations de température plus élevées au niveau du drain ( $\Delta T = 18$  °C) que de la source ( $\Delta T = 14$  °C), ce qui est en accord avec la littérature qui précise que le point chaud est situé au pied de la grille côté drain [Xin04, Ahm06]. Il est à noter que les valeurs des températures à la surface des grilles ne sont pas données par les auteurs dans cette étude. Cela revient probablement à la faible longueur de la grille qui serait inférieure à la résolution spatiale de l'équipement.



**Figure I.22: Cartographie thermique obtenue par thermoréfectance sur un HEMT AlGaIn/GaN sur SiC à une puissance dissipée de 1,3 W [Mai12]**

Notons que dans ces publications, on trouve très peu de détails sur les limites rencontrées par cette technique.

#### 4.6. Comparaison des différentes techniques de caractérisations thermiques

Un récapitulatif des caractéristiques des différentes méthodes de mesure mentionnées précédemment est présenté dans le tableau I.2.

Méthode	Résolution spatiale	Résolution en température	Résolution temporelle	Inconvénients
Infrarouge	5-10 $\mu\text{m}$	0.5 K	ms	Faible résolution spatiale Préparation de la surface
TSEP	Zone active du Composant	1 K	De l'ordre de $\mu\text{s}$	Température moyenne
Spectroscopie Raman	< 1 $\mu\text{m}$	5-10 mK	10 ns	Mesure point à point
SThM	0.05 $\mu\text{m}$	1 mK	1 $\mu\text{s}$	Sensibilisé de mesure dépend de la topographie
Thermoréflectance	0.25 $\mu\text{m}$	5-10 mK	800 ps	Calibration

**Tableau I.2: Comparaison de différents types de techniques de mesure thermique**

Dans cette partie, nous avons exposé différentes méthodes de caractérisation thermique qui ont été utilisées sur les composants de puissance et notamment les IGBTs. Nous avons pu constater que chaque méthode possède ses avantages et ses limites. Après comparaison entre les différentes méthodes résumées dans le tableau I.2, il s'avère que la thermoréflectance semble être bien adaptée pour être utilisée en électronique de puissance pour certains besoins de caractérisation (hautes résolutions spatiales et temporelles).

Notre travail de thèse, s'est concentré sur le développement d'un banc de thermoréflectance et sa validation en vue de caractériser des composants de puissance (IGBT) en régime statique et dynamique.

### 5. État de l'art sur la technique de thermoréflectance

Le principe fondamental de la thermoréflectance est basée sur l'exploitation de la variation de l'indice de réfraction (et donc sa réflectivité) avec la température. Pour la plupart des semi-conducteurs et des métaux, la réflectivité varie proportionnellement avec la température dans le domaine spectral. En tenant compte de l'état de surface du matériau, de la longueur d'onde, de l'angle et de la polarisation du faisceau incident, un changement de réflectivité peut être lié à un changement de température.

Dans cette partie, nous présenterons la corrélation physique entre le changement de température et la réflectivité.

#### 5.1. Principe physique

Une augmentation de la température modifie la largeur du gap d'un semi-conducteur et élargit la structure de bande aux points critiques. Le changement de la largeur de gap est dû à la dilatation

thermique et à l'interaction électron-phonon. Pour la plupart des points critiques, le décalage du gap dû à la dilatation thermique est de même signe et du même ordre de grandeur que celui du aux phonons.

L'élargissement est uniquement dû à l'interaction électron – phonon, et est faible par rapport au décalage total.

Le changement d'indice de réfraction ou de manière équivalente le changement de la constante diélectrique dû au changement de la température est la base physique de la technique de la thermorélectance. Pour une onde électromagnétique avec une incidence normale de la lumière, la réflectivité  $R$  à la surface d'un matériau est définie par :

$$R = \frac{(\tilde{n} + 1)^2}{(\tilde{n} - 1)^2} \quad (\text{I.7})$$

Où  $\tilde{n}$  est l'indice de réfraction complexe. Ce paramètre peut être représenté sous la forme d'une partie réelle et d'une partie imaginaire selon l'équation I.8.

$$\tilde{n} = n + i.k \quad (\text{I.8})$$

En développant l'équation I.8 par rapport à la partie réelle et imaginaire, la réflectivité s'exprime par :

$$R = \frac{(n + 1)^2 + k^2}{(n - 1)^2 + k^2} \quad (\text{I.9})$$

Où  $n$  et  $k$  sont respectivement l'indice de réfraction et le coefficient d'extinction.

Le changement de la réflectivité dû au changement de la partie réelle et imaginaire peut être extrait en différenciant la réflectivité par rapport à  $n$  et  $k$  et en normalisant par rapport à  $R$ .

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{4(n^2 - k^2 - 1)\Delta n + 8nk\Delta k}{[(n + 1)^2 + k^2][(n - 1)^2 + k^2]} \quad (\text{I.10})$$

En se basant sur l'équation de Maxwell qui relie l'indice de réfraction complexe à la constante diélectrique  $\varepsilon$  ( $\varepsilon = \varepsilon_1 + i\varepsilon_2$ ), on peut écrire :

$$\varepsilon = \tilde{n}^2 \quad (\text{I.11})$$

Soient  $\varepsilon_1$  et  $\varepsilon_2$  la partie réelle et imaginaire de la fonction  $\varepsilon$ . En les séparant de l'équation (I.13), on obtient les relations suivantes :

$$\varepsilon_1 = n^2 - k^2 \quad (\text{I.12.a})$$

$$\varepsilon_2 = 2nk \quad (\text{I.12.b})$$

Après la résolution des équations (I.12a) et (I.12b), l'indice de réfraction  $n$  et le coefficient d'extinction  $k$  sont donnée par la relation I.13.a et I.13.b :

$$n = \sqrt{\left(\frac{(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2) + \varepsilon_1}{2}\right)} \quad (\text{I.13.a})$$

$$k = \sqrt{\left(\frac{(\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2) - \varepsilon_1}{2}\right)} \quad (\text{I.13.b})$$

La substitution des équations (I.13.a) et (I.13.b) dans l'équation (I.10) donne une relation entre la modulation de la réflectivité et la modulation de la constante diélectrique  $\varepsilon$  :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{2A}{A^2 + B^2} \Delta \varepsilon_1 + \frac{2A}{A^2 + B^2} \Delta \varepsilon_2 \quad (\text{I.14})$$

Avec :

$$A = n(n^2 - 3k^2 - 1) \quad (\text{I.15.a})$$

$$B = k(3n^2 - k^2 - 1) \quad (\text{I.15.b})$$

L'augmentation de la température provoque un décalage de l'écart énergétique ( $E_g$ ) et élargit le paramètre critique ( $\Gamma$ ) impliqué. En combinant ces deux effets, on peut écrire :

$$\Delta \varepsilon = \frac{d\varepsilon}{dE_g} \frac{dE_g}{dT} \Delta T + \frac{d\varepsilon}{d\Gamma} \frac{d\Gamma}{dT} \Delta T \quad (\text{I.16})$$

Lorsque le paramètre d'élargissement est supposé constant ( $\Gamma = \text{cte}$ ), on obtient alors une relation entre la fonction diélectrique et la température [Far09].

$$\Delta \varepsilon = \frac{\delta \varepsilon}{\delta T} \Delta T \quad (\text{I.17})$$

Ainsi, l'équation de la thermorélectance peut être obtenue en prenant une approximation de premier ordre de la relation entre le changement de température de surface et le changement de réflectivité.

Dans le cas d'une approximation de premier ordre, la relation est donnée par :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{1}{R} \frac{\partial R}{\partial T} \Delta T = k \Delta T \quad (\text{I.18})$$

Où  $k$  est le coefficient de thermorélectance. Comme citée dans la partie 4.5, ce coefficient dépend de plusieurs facteurs et notamment la longueur d'onde d'illumination. La figure I.23, issue de [Raa09], présente la variation de ce coefficient pour différents matériaux en fonction de la longueur d'onde. Il est très important de mesurer ce coefficient  $k$  pour différentes longueurs d'onde  $\lambda$  afin de tracer le courbe  $k = f(\lambda)$  et déterminer la valeur de  $\lambda$  qui donne une réponse maximale de  $k$ . Par exemple, on constate que pour caractériser l'aluminium pur, il faudrait utiliser une longueur d'onde de 780 nm.

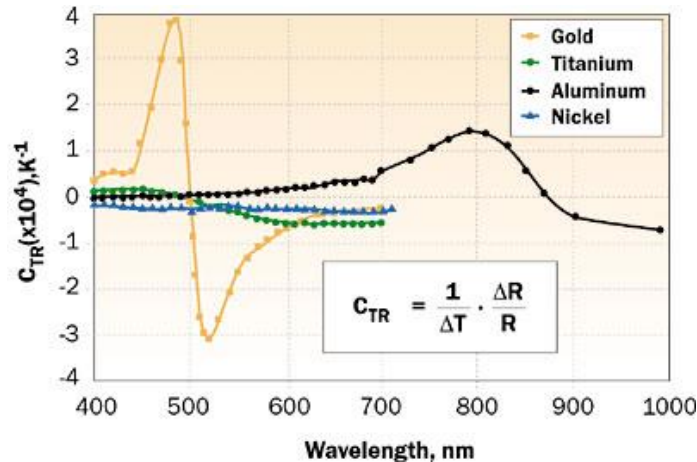


Figure I.23: Coefficient de thermorélectance en fonction de la longueur d'onde pour divers matériaux [Raa09]

La sensibilité de ce coefficient peut varier de près d'un ordre de grandeur avec la longueur d'onde d'illumination comme le montre la figure I.23. Dans tous les cas, les effets mesurés restent faibles, puisque  $k$  est faible (de l'ordre de  $10^{-2}$  à  $10^{-5} \text{ K}^{-1}$ ). Afin de pouvoir obtenir une précision de l'ordre de 0,1 K, il est nécessaire de mesurer une variation du flux réfléchi de l'ordre de  $10^{-4}$  à  $10^{-6}$ . Il semble donc assez difficile de faire une mesure de variation de température en mesurant le flux réfléchi par l'échantillon en continu.

La mesure d'une variation alternative du flux incident, même de quelques millièmes est beaucoup plus facile à mesurer qu'une variation continue (sans injection de puissance). En effet, dans le cas où un champ de température continu se superpose au champ de température modulé le flux réfléchi comporte une composante alternative facile à extraire. En utilisant un traitement de signal adapté : détection synchrone, on peut mesurer la faible variation modulée du coefficient de réflexion. Dans la suite, nous présenterons les différentes méthodes de détection.

## 5.2. Détection du signal de thermorélectance $\Delta R$

Le développement des techniques de modulation optique date des années 1960 [Car69]. Elles ont été développées principalement par [Car66, Pol94, Asp83, Nis76]. Au début, elles ont été utilisées pour étudier la structure de bande et la fonction diélectrique des semi-conducteurs [Mat68]. Par la suite, l'application de ces méthodes s'est élargie pour étudier les propriétés des micros et nanostructures (puits quantiques, super réseaux), ainsi que pour la caractérisation des composants électroniques (transistors de puissance, lasers à semi-conducteurs, ...). Ces techniques permettent de mesurer et traiter les changements dans la réponse des constantes optiques due à un changement périodique tel qu'un champ électrique (spectroscopie d'électro-modulation), une pression (spectroscopie de piézo-modulation), une température (thermo-modulation) et un stress (spectroscopie piézo-modulation).

La spectroscopie de thermorélectance est l'une des techniques de modulation reposant sur la mesure du changement de la réflectivité provoquée par la variation périodique de la température de l'échantillon. En effet, plusieurs techniques ont été mises en œuvre pour mesurer ce changement en réflectivité. Dans la suite, les principes de ces méthodes seront abordés.

### 5.2.1. Principes de mesure homodyne

La méthode homodyne (appelé aussi 4 buckets), dont le principe de mesure est présenté en figure I.24 a, permet de calculer les variations de la réflectivité  $\Delta R/R$  directement proportionnelles aux variations de température suite à une excitation électrique périodique. Elle consiste à exciter le composant, et à déclencher la caméra avec une fréquence égale à 4 fois celle de l'excitation pour fournir quatre images pendant chaque période d'excitation. La prise de 4 images continues par cycle d'excitation permet d'accéder à la variation de la réflectivité de chaque pixel. Durant ma thèse, la forme sinusoïdale a été utilisée.

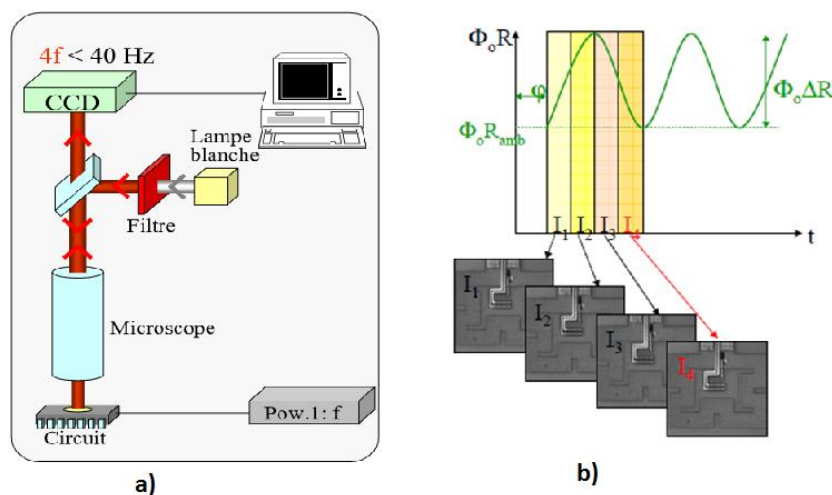


Figure I.24 : a) Représentation schématique d'un montage 4 buckets, b) Principe de l'acquisition de 4 images [Tes09]

Lorsqu'un composant est alimenté par une tension sinusoïdale périodique  $V = \frac{V_{max}}{2} (1 + \cos(2\pi ft))$ , une variation périodique de sa température apparait, qui se fait à la même fréquence que celle de la puissance dissipée. Cette modulation en température produit également une modulation de la réflectivité à la même fréquence  $f$ . Dans ce cas la réflectivité sera écrite sous la forme :

$$R(x, y, t) = R_0(x, y, t) + \Delta R(x, y, t) \cos(2\pi ft + \phi(x, y) + \psi) \quad (I.19)$$

Avec:  $R_0$  étant la réflectivité en mode continue de l'échantillon,  $\Delta R$  représentant la variation de réflectivité à la fréquence de chauffage,  $\phi$  est le déphasage dû à l'effet thermique,  $\psi$  est le déphasage dû à la configuration expérimentale.

Dans cette technique, l'illumination se fait par une diode électroluminescente (LED) en mode continu (puissance d'entrée constante) pendant toute l'expérience, ce qui rend le flux optique constant. Le flux de la LED qui arrive sur la surface de composant est alors sous forme :

$$\Phi_{LED} = \Phi_0 \quad (I.20)$$

En multipliant le flux optique de la LED avec la réflectivité de la surface du composant, le signal  $S(x, y, t)$  vu par la caméra CCD peut être écrit sous la forme :

$$S(x, y, t) = \Phi_0 R_0(x, y, t) + \Phi_0 \Delta R(x, y, t) \cos(2\pi ft + \phi(x, y) + \psi) \quad (I.21)$$

L'utilisation d'une détection synchrone et le déclenchement de la caméra à une fréquence  $f_c = 4f$  permet de fournir quatre images ( $I_1$  à  $I_4$ ) à chaque période d'excitation comme le montre la figure 24b. Ces quatre images correspondent aux 4 intégrales suivantes :

$$\begin{aligned} I_1 &= \Phi_0 \int_0^{\frac{T}{4}} S(x, y, t) dt & I_2 &= \Phi_0 \int_{\frac{T}{4}}^{\frac{T}{2}} S(x, y, t) dt \\ I_3 &= \Phi_0 \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{3T}{4}} S(x, y, t) dt & I_4 &= \Phi_0 \int_{\frac{3T}{4}}^T S(x, y, t) dt \end{aligned} \quad (I.22)$$

Le signal de thermoréflectance  $\Delta R/R$  est calculé à partir de l'intensité des quatre images capturées par la caméra lors de chaque cycle de polarisation. En intégrant chaque image sur un quart de la période de polarisation  $T$ , on obtient :

$$I_1 = \Phi_0 R_0 \left( \frac{T}{4} \right) - \Phi_0 \frac{1}{2\pi f} \Delta R \cos \left( 2\pi \frac{T}{4} + \phi + \psi \right) + \Phi_0 \frac{1}{2\pi f} \Delta R \cos(\phi + \psi) \quad (I.23)$$

$$I_2 = \Phi_0 R_0 \left( \frac{T}{2} \right) - \Phi_0 \frac{1}{2\pi f} \Delta R \cos \left( 2\pi \frac{T}{2} + \phi + \psi \right) + \Phi_0 \frac{1}{2\pi f} \Delta R \cos \left( 2\pi \frac{T}{4} + \phi \right) \quad (I.24)$$

$$I_3 = \Phi_0 R_0 \left( \frac{T}{4} \right) - \Phi_0 \frac{1}{2\pi f} \Delta R \cos(2\pi \frac{3T}{4} + \phi + \psi) + \Phi_0 \frac{1}{2\pi f} \Delta R \cos(2\pi \frac{T}{2} + \phi + \psi) \quad (I.25)$$

$$I_4 = \Phi_0 R_0 \left( \frac{T}{4} \right) - \Phi_0 \frac{1}{2\pi f} \Delta R \cos(2\pi T + \phi + \psi) + \Phi_0 \frac{1}{2\pi f} \Delta R \cos(2\pi \frac{3T}{4} + \phi + \psi) \quad (I.26)$$

En combinant les équations de (I.23) à (I.26), on peut extraire l'image au repos, l'amplitude du signal thermique ainsi que sa phase.

$$R_0(x, y) = \frac{\Phi_0}{T} (I_1 + I_2 + I_3 + I_4) \quad (I.27)$$

$$\Delta R(x, y) = \frac{\Phi_0 \sqrt{2}}{\pi T} \sqrt{(I_1 - I_3)^2 + (I_2 - I_4)^2} \quad (I.28)$$

$$\phi(x, y) + \psi = \frac{\pi}{2} \arctan \left( \frac{I_1 + I_2 - I_3 - I_4}{I_1 - I_2 - I_3 + I_4} \right) \quad (I.29)$$

La normalisation du signal modulé par le signal continu permet l'extraction du changement relatif de réflectivité décrit dans la formule (I.30).

$$\frac{\Delta R(x, y)}{R_0(x, y)} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{(I_1 - I_3)^2 + (I_2 - I_4)^2}}{I_1 + I_2 + I_3 + I_4} \quad (I.30)$$

Il est à noter que dans le cas d'une modulation carrée, la variation de la réflectivité diffère uniquement d'un facteur de celle de modulation sinusoïdale. Un calcul identique sur les intensités des images permet de déterminer l'expression de  $\Delta R/R$ . Cette réflectivité s'écrit sous la forme [Tes01] :

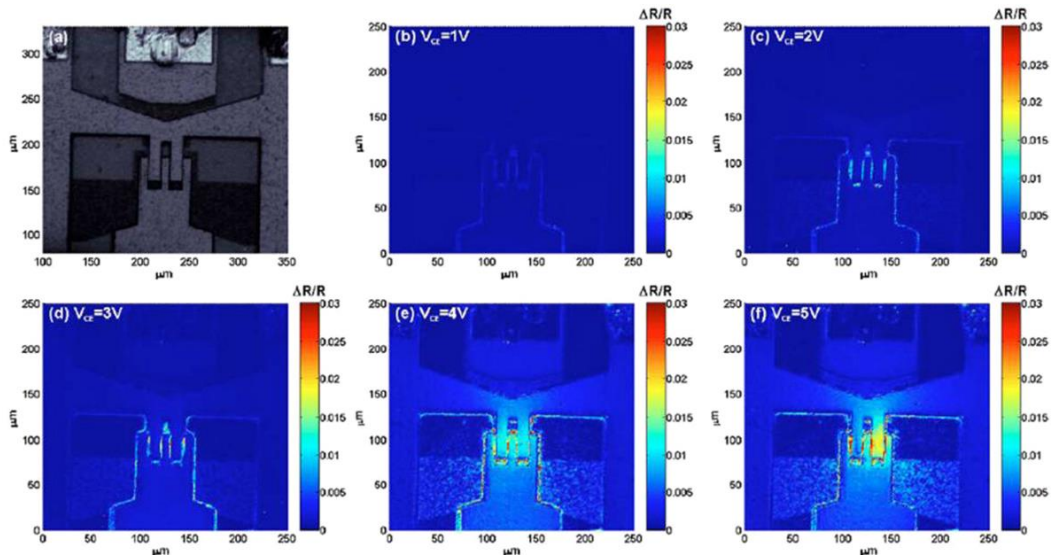
$$\frac{\Delta R(x, y)}{R_0(x, y)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{(I_1 - I_3)^2 + (I_2 - I_4)^2}}{I_1 + I_2 + I_3 + I_4} \quad (I.31)$$

Au cours des mesures, le bruit de photons provenant de la caméra entraîne des incertitudes sur la cartographie du  $\Delta R/R$ . Une approche efficace pour améliorer le rapport signal sur bruit (RSB) consiste à faire la moyenne sur un grand nombre de cycles de polarisation du composant. En d'autres termes, l'augmentation de l'accumulation du nombre d'images pendant l'expérience, permet de diminuer le niveau de bruit. Par exemple, pour obtenir des images thermiques avec une résolution de température d'environ 50 mK, il faut accumuler des images pendant une durée moyenne de dix minutes pour la plupart des matériaux [Mai14]. Une étude détaillée de bruits de mesures sera présentée dans le chapitre III.

Plusieurs publications et thèses [Pie07, Chan 06, Bar08, Jer05] ont utilisé cette méthode pour caractériser des composants de puissance en régimes statiques. Dans [Chan06], les auteurs ont utilisé la méthode des 4 buckets pour réaliser une cartographie de réflectivité sur des composants de puissance de SiGe HBT à différentes  $V_{ce}$  et une tension de grille constante ( $V_{ge} = 1.52$  V). Le but de cette étude a été de mettre en évidence la non uniformité de courant dans les sous-cellules des transistors de puissance à



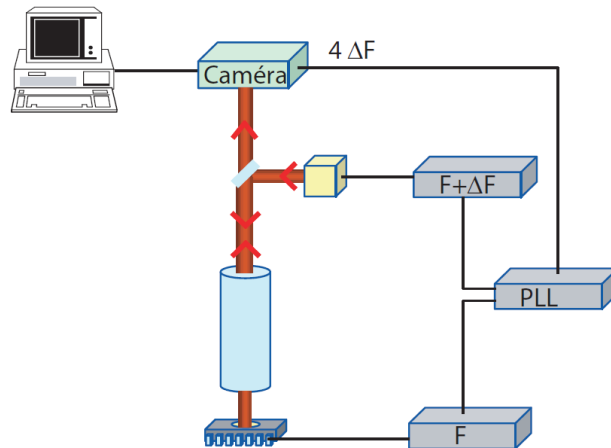
plusieurs doigts. Les cartographies des réflectivités obtenues à différentes tensions de polarisations  $V_{ce}$  sont représentées dans la figure I.25.



**Figure I.25: Images de thermoréflexance de  $\Delta R/R$  normalisé obtenu sur SiGe HBT à différents  $V_{ce}$  par mesure de 4 buckets [Cha06]**

### 5.2.2. Principes de mesures hétérodynes (détection synchrone multiplexée)

La méthode hétérodyne a été introduite pour la première fois par Graubery et al. en 1999 [Gra99]. Cette technique permet d'obtenir une imagerie thermique des composants à haute fréquence, en utilisant un effet stroboscopique. Cet effet permet d'examiner au « ralenti » des signaux périodiques hautes fréquences (kHz au MHz) à l'aide des faibles vitesses d'acquisition de la caméra (le plus souvent quelques Hz). La figure I.26, issue de [Jer05], décrit le montage de thermoréflexance en fonctionnement hétérodyne.



**Figure I.26: Représentation schématique d'un montage de détection hétérodyne haute fréquence [Jer05]**

Dans cette méthode, la température (et la réflectivité) de l'échantillon sont modulées avec une fréquence  $F$ , comme dans l'équation (I.19). La LED est modulée sinusoïdalement à une fréquence légèrement supérieure  $F + \Delta F$ , avec son flux donné par :

$$\phi = \frac{\phi_0}{2} (1 + \cos(2\pi(F + \Delta F)t)) \quad (I.32)$$

Par conséquent, le signal  $S(x, y, t)$  détecté par la caméra est écrit sous forme:

$$S(x, y, t) = \frac{\phi_0}{2} R_0(x, y, t) + \frac{\phi_0}{4} \Delta R(x, y, t) \cos(2\pi\Delta Ft + \phi(x, y) + \psi) + \text{termes à hautes fréquences} \quad (\text{I.33})$$

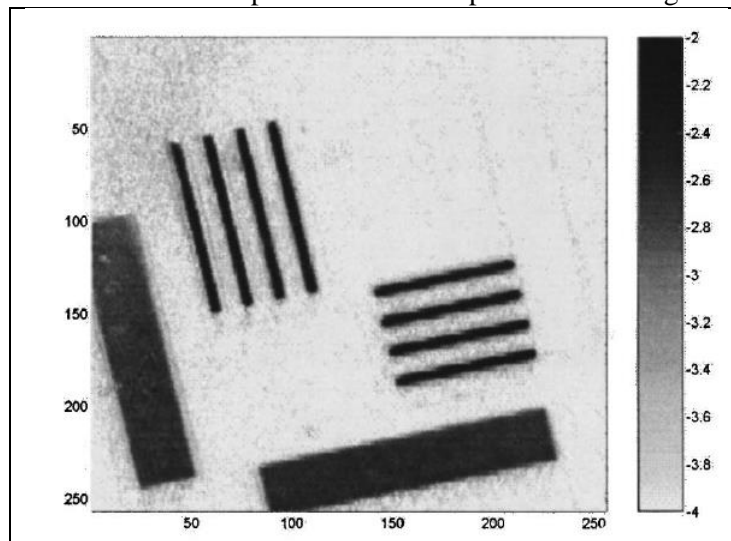
Avec  $\Delta F$  comme fréquence de battement laquelle doit être inférieure au quart de la fréquence maximale de la caméra.

L'expression (I.32) montre l'apparition d'un terme continu, d'un terme de basse fréquence ( $\Delta F$ ) et des termes de haute fréquence. Le terme de basse fréquence comporte une information sur l'amplitude  $\Delta R(x, y)$  et la phase  $\phi(x, y)$  du signal de thermoréfectance haute fréquence. Il suffit donc d'effectuer l'acquisition à la fréquence  $\Delta F$  pour remonter à ces grandeurs.

L'utilisation de la détection synchrone comme dans la partie précédente portant sur la technique homodyne permet de détecter le signal réfléchi aux fréquences  $\Delta F$  en déclenchant la caméra à une fréquence  $F_c = 4 \Delta F$ .

En pratique, la fréquence de modulation  $F$  de composant sous test peut varier de quelques KHz à quelques centaines MHz, tandis que la fréquence de battement  $\Delta F$  est typiquement de quelques Hz. Il est donc nécessaire de réaliser une synchronisation parfaite entre les trois générateurs (un pour la caméra, un pour la modulation de la LED et un pour l'excitation thermique de l'échantillon) avec des écarts de fréquences aussi grands [Sal06, Jer05]. Afin de pouvoir mener cette synchronisation, une boucle à verrouillage de phase doit être utilisée (cf. figure I.26) pour obtenir la fréquence de la caméra à partir des deux autres fréquences. Cette boucle permet d'assurer un signal de fréquence  $4\Delta F$  constant même si les fréquences  $F$  et  $F + \Delta F$  varient.

Des études ont été menées avec l'utilisation de cette méthode hétérodyne dans le domaine électronique [Sal06, Gra99, Bar07]. Dans [Gra99], les auteurs discutent de l'application de cette méthode pour différencier l'effet Joule et l'effet Peltier dans une résistance en silicium polycristalline. Afin d'observer l'effet joule dans la résistance en silicium polycristalline, ils ont modulé l'échantillon à une fréquence  $F = 2$  MHz et la LED avec une fréquence  $F + \Delta F = 2$  MHz + 10 Hz. La caméra a été déclenchée à  $4F = 40$  Hz. Le résultat obtenu par cette étude est présenté sur la figure 1.27.

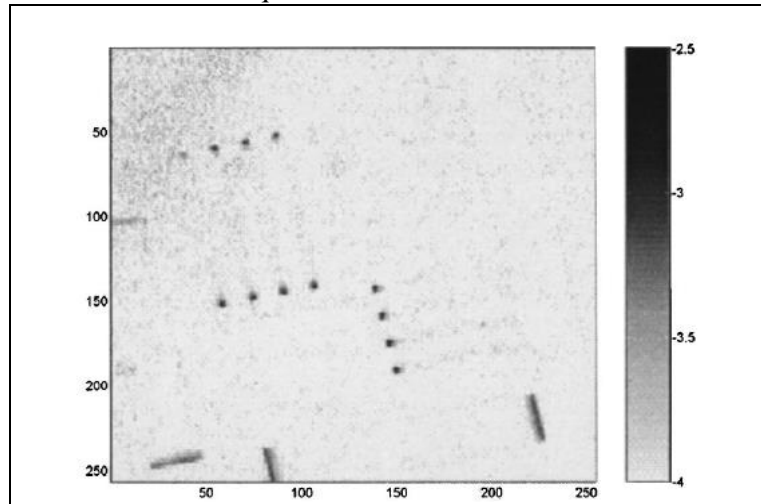


**Figure I.27: Amplitude du signal thermique (effet joule) dans une résistance alimentée à une fréquence de 2 MHz. L'illumination par une LED est modulée à 2.01 MHz. Le résultat est un signal de thermoréfectance modulé à 10 Hz, détecté avec une caméra CCD [Gra99]**

On constate que l'échauffement est localisé le long des résistances. Au contraire, on ne voit aucun signal thermique sur les contacts ohmiques.

En ce qui concerne l'effet de Peltier, les auteurs ont polarisé la résistance en silicium polycristalline à une fréquence  $F = 1$  MHz et la LED avec une fréquence  $F + \Delta F = 1$  MHz +10 Hz. La caméra a été déclenchée à  $4F = 40$  Hz.

Le résultat obtenu par cette étude est présenté sur la figure I.28. On constate que l'échauffement est localisé au niveau des contacts ohmiques.

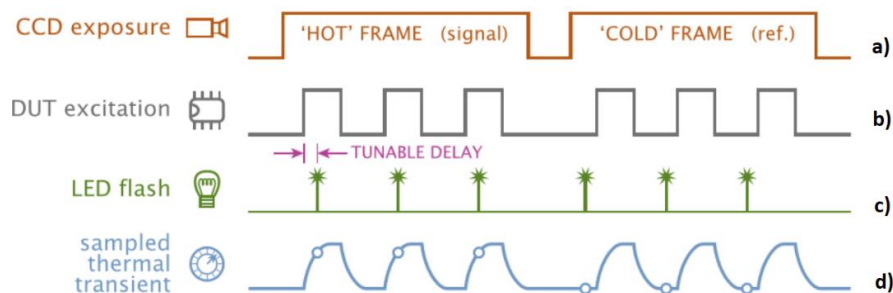


**Figure I.28: Amplitude du signal thermique (effet Peltier) dans une résistance alimentée à une fréquence de 1 MHz. L'illumination par une LED est modulée à 1.01 MHz. Le résultat est un signal de thermoréflectance modulé à 10 Hz, détecté avec une caméra CCD Gra99]**

Cette technique permet d'obtenir la température des composants à haute fréquence mais elle fournit des informations limitées sur ses évolutions transitoires. En effet, dans de nombreux composants, les effets thermiques peuvent se produire à l'échelle de la milliseconde ou de la microseconde, voire plus rapidement. Pour cela, il est souvent souhaitable d'accéder à l'évolution thermique des composants dans le temps afin de suivre instant par instant son échauffement. Par la suite, nous exposerons le principe de mesures en régime transitoire.

### 5.2.3. Principe de mesures en régime transitoire

Le principe de caractérisation thermique en régime pulsé est schématisé sur la figure I.29. La forme d'onde a) représente la période d'intégration de la caméra. La forme d'onde b) représente l'excitation électrique appliquée au composant. La forme d'onde c) représente l'impulsion lumineuse fournie par la LED. La forme d'onde d) représente l'évolution thermique transitoire du composant en réponse à l'impulsion de puissance.



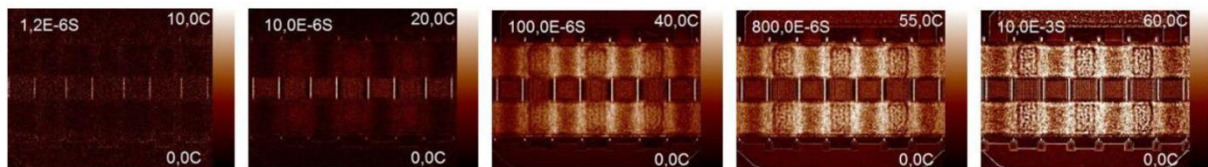
**Figure I.29: Principe de la thermoréflectance en mode pulsé [Ver13]**

Dans le régime transitoire, le composant est polarisé par une excitation carrée à l'aide d'un générateur externe synchronisé avec le système. Une LED est utilisée en mode pulsé pour éclairer la surface du composant et elle est déclenchée avec un retard  $\tau$ (s) par rapport au début du pulse électrique appliqué au composant. Ainsi, la caméra enregistre uniquement l'intensité de signal réfléchi lorsque la LED envoie un signal. En choisissant une impulsion lumineuse dont la durée est plus courte que l'impulsion du composant et en faisant varier  $\tau$ (s), il est possible de suivre l'évolution du signal thermique

durant le pulse électrique. La résolution temporelle est définie par la largeur de pulse de la source lumineuse. Plus cette source est intense et sa durée d'impulsion est faible, plus la résolution temporelle est fine. À titre d'exemple, les auteurs de [Far09] ont obtenus une résolution temporelle de l'ordre 50 ns en utilisant une source de diode électroluminescente avec une longueur d'onde 530 nm et les auteurs de [Mai 14] ont obtenus une résolution de l'ordre 800 ps pour le laser (440 nm).

La variation de la réflectivité est calculée en comparant l'intensité moyenne d'une série d'acquisitions à l'état ON et l'intensité moyenne d'une série d'acquisitions à l'état OFF. Un grand nombre de séries d'acquisitions est nécessaire pour obtenir une intensité moyenne de réflectivité significative et augmenter le rapport signal sur bruit. Le RSB du signal de réflectométrie dépend fortement du matériau étudié. À titre exemple, dans [Mai12], une bonne RSB a été obtenu sur l'or avec 300 séries d'acquisitions ON/OFF.

Plusieurs travaux présentent l'utilisation de la méthode de régime transitoire [Ver13, Bac15, Bro18, Yaz13, Bho18] pour caractériser des composants de puissances en fonctionnement sans donner toutefois des détails expérimentaux. M. Baczkowski [Bac15] a présenté dans sa thèse une étude en régime pulsé sur des transistors de puissances hyperfréquences GaN en utilisant différentes durées d'impulsions (1.2  $\mu$ s, 5  $\mu$ s, ...). Le composant était polarisé par une tension carrée  $V_{ce}=25$  V avec un rapport cyclique de 25%. Les mesures ont été effectuées pour une puissance dissipée de 5 W et à 55 °C de température de référence. La figure I.30 montre les clichés pour différents pas d'impulsions.



**Figure I.30: Mesures transitoires sur des transistors de puissances hyperfréquences GaN polarisé à  $V_{ce}= 25$  V et  $I_{ce}= 200$  mA, et à différentes durées d'impulsion ( $t_{pulse}=1.2 \mu$ s ,10  $\mu$ s, 100  $\mu$ s, 800  $\mu$ s et 10 ms) [Bac15]**

On constate que l'échauffement est localisé sur les grilles du transistor et que la température augmente en fonction du pas d'impulsion. Pour  $t_{pulse}= 1,2 \mu$ s, une même augmentation de température a été mesurée entre les différentes grilles. Ce résultat indique qu'à cette longueur d'impulsion, la puissance est dissipée d'une manière uniforme dans chaque grille du transistor.

### 5.2.3. Récapitulatif des différentes techniques de mesure

Un récapitulatif des différentes méthodes de mesure de la réflectivité est présenté dans le tableau I.3.

Méthode de mesure	Fréquence de l'excitation	Fréquence de la LED	Fréquence de la camera
Homodyne	F	0	4F
Hétérodyne	F	F+ $\Delta$ F	4 $\Delta$ F
Transitoire	F	F	$\ll$ F

**Tableau I.3: Récapitulatif de différentes techniques de mesure de  $\Delta R/R$**

### 5.3. Calibration en température

Comme mentionné précédemment, la variation de la réflectivité varie proportionnellement avec la température. Il est donc nécessaire de mesurer le coefficient de proportionnalité  $\kappa$  pour obtenir une température quantitative à la surface du composant.

La dépendance entre la réflectivité et la température est phénoménologiquement commune à tous les matériaux, mais elle est associée à des processus physiques de natures très différentes. Dans le

cas de métaux, plusieurs phénomènes entrent en jeu pour modifier les propriétés optiques [Jer05]. Pour certains diélectriques transparents, il est possible d'expliquer en grande partie cette dépendance, en utilisant un modèle simple d'électrostriction pour calculer  $\epsilon(T)$  et  $R(T)$  et en tenant compte de la dilatation. En ce qui concerne les semi-conducteurs, la dépendance est due à la largeur du gap qui varie avec la température qui est responsable de la variation  $R(T)$  et donc de valeur de  $k$ .

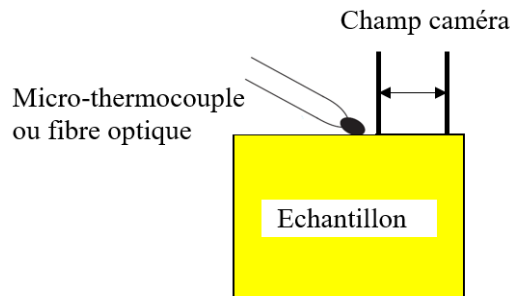
Étant donné que le coefficient de thermoréfectance dépend à la fois du matériau étudié et de la longueur d'onde d'illumination, il est nécessaire de mesurer in situ. Dans la suite nous exposerons les différentes méthodes de calibration utilisées en thermoréfectance.

### 5.3.1. Calibration de $k$ moyen

- **Par la méthode de 4 buckets**

Cette méthode de calibration est basée sur la corrélation entre les mesures de 4 buckets et la mesure de température locale sur la surface du composant obtenue à l'aide d'un capteur de température.

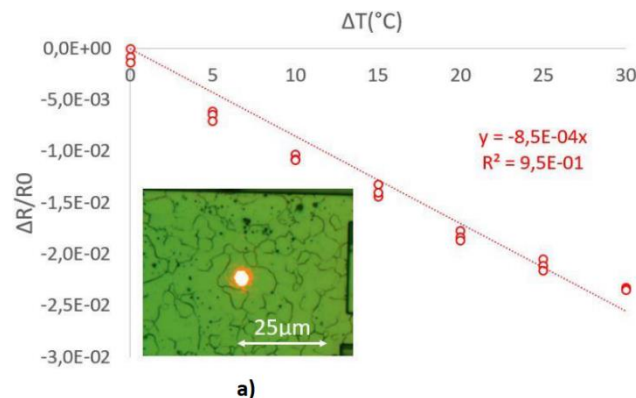
La calibration par cette méthode (cf. figure I.31) est effectuée en polarisant l'échantillon par une excitation électrique à une fréquence donnée afin de générer une variation périodique de la température  $\Delta T$  à la même fréquence. La variation de réflectivité  $\Delta R/R$  est mesurée dans la zone d'intérêt en utilisant la méthode de 4 buckets. Un micro thermocouple ou une fibre optique sont placés dans la même zone par la méthode de 4 buckets afin de mesurer la variation de la température.



**Figure I.31: Mesure locale par un capteur de température**

L'incrément de la variation de température est créé en augmentant l'amplitude de l'excitation électrique. En répétant cette procédure pour différentes amplitudes d'excitations électriques, il est possible de tracer  $\Delta R/R$  en fonction de  $\Delta T$  et d'extraire par régression linéaire le coefficient de thermoréfectance moyen.

Quelques publications rapportent l'utilisation de cette méthode pour obtenir le coefficient de thermoréfectance [Apa18, Cha07, Hel18]. Sur la figure I.32, issue de [Apa18], on observe un exemple de courbe de calibration obtenue par cette méthode sur l'aluminium passivé avec la longueur d'onde 633 nm. Les résultats obtenus témoignent de l'évolution linéaire de  $\Delta R/R$  avec la variation de la température et permis de calculer un  $k = -8.5 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$ .

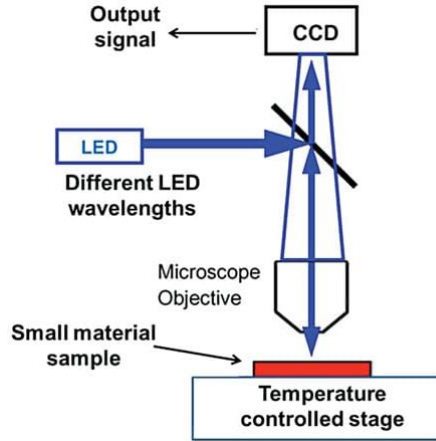


**Figure I.32: Coefficient de thermoréfectance obtenu sur de l'aluminium passivé (633 nm) [Apa18]**

La simplicité relative de cette méthode constitue son atout majeur, néanmoins celle-ci est compensée par la présence d'inhomogénéité de température à la surface de composant [Cha07]. En effet, l'échauffement est généré par une puissance injectée dans le composant. Afin d'y remédier, il est préférable d'utiliser d'une technique de calibration appelée « k fixe ».

- **Par la méthode k fixe**

La représentation schématique d'un montage de calibration par k fixe est présentée sur la figure 1.33.



**Figure I.33: Schéma de principe de la calibration « k fixe » [Yaz13]**

La calibration par cette méthode est réalisée en plusieurs étapes. Dans un premier temps, le composant est monté sur un système de régulation de température constitué d'une cellule de Peltier. Dans un second temps, une température  $T$  est fixée à une valeur donnée et on attend pour que l'échantillon soit thermalisé. Afin de confirmer que la température est atteinte de façon homogène sur la surface du composant, un capteur à fibre optique ou un micro thermocouple est positionné dans différentes zones de la surface pour y mesurer la température locale. Enfin, vient l'étape qui consiste à mesurer l'intensité moyenne en prenant plusieurs milliers d'images avec la caméra afin d'augmenter le rapport signal sur bruit de l'image moyenne.

En répétant cette procédure pour différentes températures fixes, il est possible de tracer l'intensité normalisée  $I/I_{nor}$  en fonction de la température et d'extraire par régression linéaire le coefficient de thermoréfectance moyen.

Mathématiquement, l'équation permettant de déterminer ce coefficient est présenté ainsi :

On a :

$$R(T) = R(T_0) + \frac{\partial R}{\partial T} (T - T_0)_{T_0} \quad (I.34)$$

Et comme  $I(T) = R(T) * I_0$  et  $I(T_0) = R(T_0) * I_0$ , alors l'équation I.37 devient :

$$\frac{I(T)}{I_0} = \frac{R(T)}{R(T_0)} = 1 + \left( \frac{1}{R(T_0)} \frac{\partial R}{\partial T} \right)_{T_0} * T - \left( \frac{1}{R(T_0)} \frac{\partial R}{\partial T} \right)_{T_0} * T_0$$

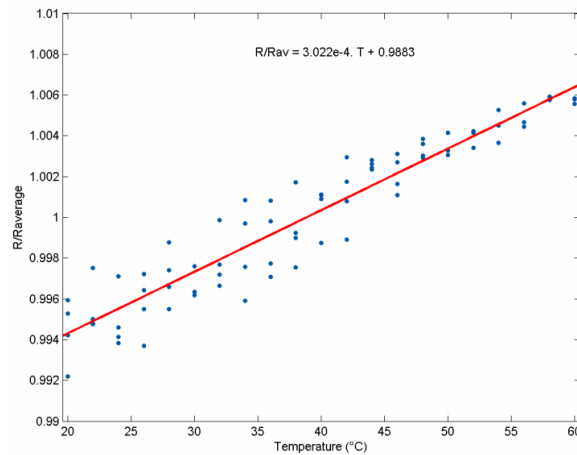
$$\frac{I(T)}{I(T_0)} = \frac{R(T)}{R(T_0)} = \left( 1 - \left( \frac{1}{R(T_0)} \frac{\partial R}{\partial T} \right)_{T_0} * T_0 \right) + \left( \frac{1}{R(T_0)} \frac{\partial R}{\partial T} \right)_{T_0} * T$$



$$\frac{I(T)}{I(T_0)} = \frac{R(T)}{R(T_0)} = (1 - k * T_0) + k * T \quad (I.35)$$

Avec  $k = \left( \frac{1}{R(T_0)} \frac{\partial R}{\partial T} \right)_{T_0}$  est le coefficient de la thermorélectance. Ainsi, la pente de la droite  $I(T)/I(T_0)$  en fonction de  $T$  nous donne accès à la valeur de  $k$ .

Des publications et thèses ont déjà évoqué l'utilisation de la technique de calibration par «  $k$  fixe » pour effectuer des mesures du coefficient de thermorélectance sur différents matériaux [Yaz13, Mai14, Raa14, Bac15, Bar08, jer05]. La figure I.34, issue de [Tes05], montre un exemple de courbe de calibration obtenu par cette méthode sur le polysilicium à la longueur d'onde 591 nm. Cette calibration a été réalisée en portant l'échantillon à des températures de 20 °C à 60 °C grâce à un module Peltier, puis en mesurant la réflectivité du matériau. Les résultats obtenus montrent que la variation de la réflectivité est linéaire avec la température avec un coefficient  $k = 3.022 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$ .



**Figure I.34: Coefficient de thermorélectance obtenu sur le polysilicium [Tes05]**

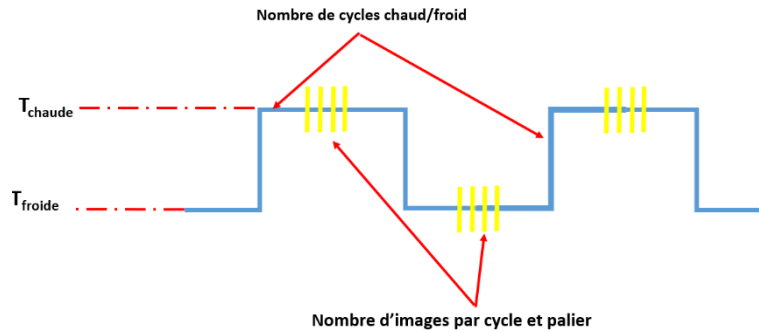
La méthode par «  $k$  fixe » présente des limites car elle ne prend pas en compte les inhomogénéités de  $k$  sur la surface. Pour cela, il est préférable d'utiliser une calibration pixel par pixel. Dans la suite nous présenterons le principe de cette méthode.

### 5.3.2. Calibration par la méthode pixel par pixel

Les inhomogénéités des surfaces étudiées nécessitent de calculer localement les coefficients de thermorélectance. Cela revient à déterminer les valeurs du coefficient de thermorélectance au niveau de chaque pixel du capteur. Aucun laboratoire de recherche n'a développé cette technique sur leur banc de mesure. Seuls deux systèmes commerciaux américains TMX et MICROSANJ présentent cette calibration pixel à pixel [Bro18, Bur09, Sha16, Tmx09, Mic09].

En 2009, le groupe scientifique de TMX, en collaboration avec l'université « Southern Methodist University », a publié le premier article sur l'utilisation de cette technique par la calibration en température de micro-résistances en polysilicium [Bur09]. La même année, l'équipe de Microsang annonçait également l'utilisation de cette technique de calibration pixel par pixel [Mic09]. Très peu de détails sur la méthodologie de détermination des coefficients de thermorélectance sur chaque pixel de la caméra ont été publiés.

M. Brocero a comparé dans sa thèse ces deux systèmes commerciaux [Bro18]. Des détails sur leurs modes opératoires de calibration y sont exposés. Ces modes sont équivalents pour les deux systèmes. L'échantillon est placé sur un contrôleur de température constitué d'une cellule Peltier. Une tension carrée basse fréquence alimente le Peltier entraînant une variation cyclique de sa température de  $T_{froide}$  à  $T_{chaude}$ . L'échantillon se thermalise à ces plateaux de température puis des séries d'images sont prises correspondant aux images froide et chaude de la surface. Ce principe de mesure est exposé schématiquement sur la figure I.35.



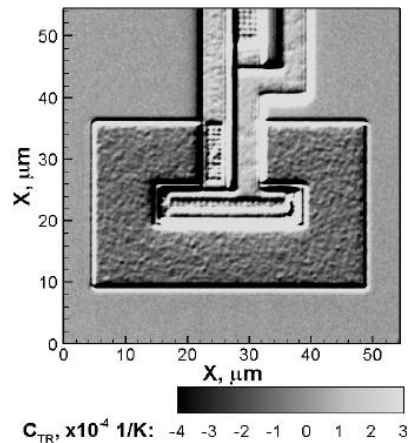
**Figure I.35: Schéma explicatif du processus de calibration pixel par pixel**

Le coefficient de thermoréfectance est alors calculé pour chaque pixel en faisant un ajustement linéaire de la courbe qui relie l'intensité normalisée  $I/I_{froide}$  avec la température  $T$ . Mathématiquement, ce coefficient est donné par :

$$k = \frac{\left[ \frac{I_{chaude} - I_{froide}}{I_{froide}} \right]}{T_{chaude} - T_{froide}} \quad (I.36)$$

Avec  $I_{chaude}$  et  $I_{froide}$  sont les intensités de la lumière réfléchiée de chaque pixel à  $T_{chaude}$  et  $T_{froide}$  respectivement. Il est important de préciser qu'aucune information sur les temps de thermalisation n'est donnée et une question peut se poser sur le temps d'équilibre lorsque on passe de l'état chaud à l'état froid.

On obtient une cartographie des coefficients de thermoréfectance. Le coefficient de chaque pixel de cette cartographie correspond à une valeur moyennée obtenue à partir d'un grand nombre d'images. La figure I.36 présente une cartographie des  $k$  obtenue par cette méthode pour une longueur d'onde 460 nm. Les coefficients de thermoréfectance sont négatifs pour les régions en polysilicium avec un  $k_{moy} = -1,15 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$  alors que ses valeurs sont positives pour le reste du composant ( $k_{moy} = 1,46 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$ ) [Bur09].



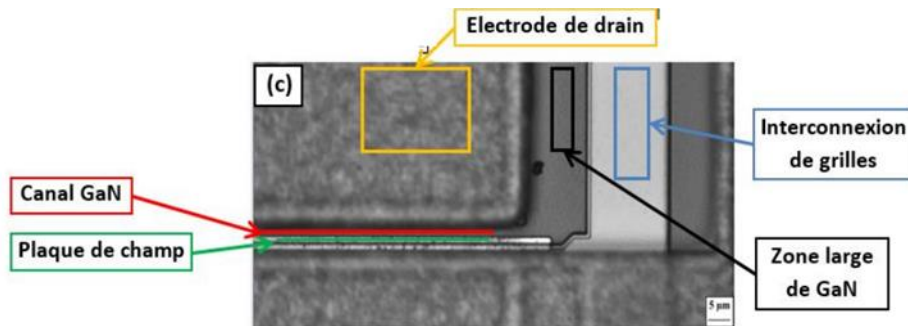
**Figure I.36: Cartographie de  $k$  obtenue sur une micro-résistance en polysilicium à la longueur d'onde 460 nm [Bur09]**

Des travaux ont également été réalisés par Brocero afin d'obtenir une cartographie pixel par pixel des coefficients  $k$  sur des transistors de puissances AlGaIn/GaN en utilisant ces deux systèmes commerciaux [Bro18]. Pour un souci de confidentialité, il n'a pas précisé le nom des entreprises et il s'est limité de parler de l'entreprise A et de l'entreprise B.

La calibration pixel par pixel a pu être réalisée par l'équipement de l'entreprise B sur toutes les zones analysées du composant car ce système possède un autofocus en temps réel capable de refocaliser l'image en direct au cours de l'échauffement de l'échantillon. La qualité de la focalisation est assurée par le suivi de deux paramètres : les taux d'exposition lumineuse et le contraste lumineux de l'image,

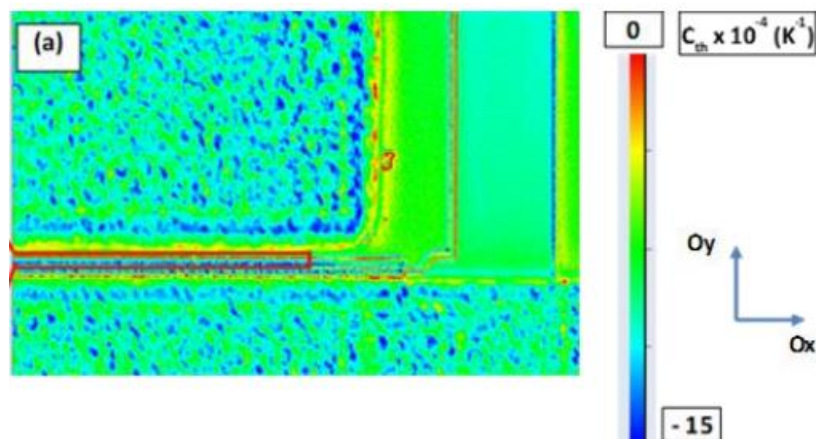


qui doivent être identiques à ceux enregistrés avant le début de la calibration. En ce qui concerne l'équipement de l'entreprise A, il n'a pas été possible de mesurer les coefficients  $k$  sur l'ensemble de la zone analysée car son système autofocus est semi-automatique. C'est-à-dire qu'avant la calibration, il est nécessaire de placer un point de référence sur la surface et enregistrer les coordonnées de ce point dans le repère du détecteur. Une fois le palier de température atteint, le point de référence est à replacer manuellement sur la micrographie. Le système piézoélectrique se met alors en mouvement, de façon à ce que le nouveau point soit superposé à celui dont les coordonnées ont été enregistrées précédemment. Enfin, l'autofocus réalise une mise au point automatique et la mesure de la réflectivité peut débuter. La figure I.37 présente la zone où la calibration pixel par pixel a été réalisée par les équipements de l'entreprise A et B.



**Figure I.37: Image optique de la zone étudiée par les deux entreprises [Bro18]**

La figure I.38 présente la cartographie en coefficient  $k$  obtenue par l'entreprise A pour des paliers de température de 20 °C et 40 °C.



**Figure I.38 : Cartographie du coefficient  $k$  obtenue par l'entreprise A à  $T_{\text{froid}} = 20 \text{ °C}$  et  $T_{\text{chaud}} = 40 \text{ °C}$  [Bro18]**

On constate une grande disparité des valeurs de coefficient de thermoréfectance sur la surface. La valeur moyenne du coefficient de thermoréfectance est de  $-5,4 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$  sur l'interconnexion de la grille alors que sa valeur est de  $-8 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$  sur la plaque de champs.

Ces résultats témoignent de l'importance de la calibration pixel par pixel pour des surfaces non homogènes.

### 5.3.3. Comparaison des différentes techniques de mesure

Un récapitulatif des principales caractéristiques des différentes méthodes de calibration mentionnées précédemment est présenté dans le tableau I.4.

Méthode de calibration	Avantages	Inconvénients
4 buckets	-Simplicité de mise en œuvre	-Inhomogénéité de la température en surface non prise en compte -k moyen
k fixe	-Simplicité de mise en œuvre	-Inhomogénéité des topographies non prise en compte - k moyen
Pixel par pixel	-k par pixel	-Traitement des données lourd

**Tableau I.4: Comparaison de différentes techniques de calibration**

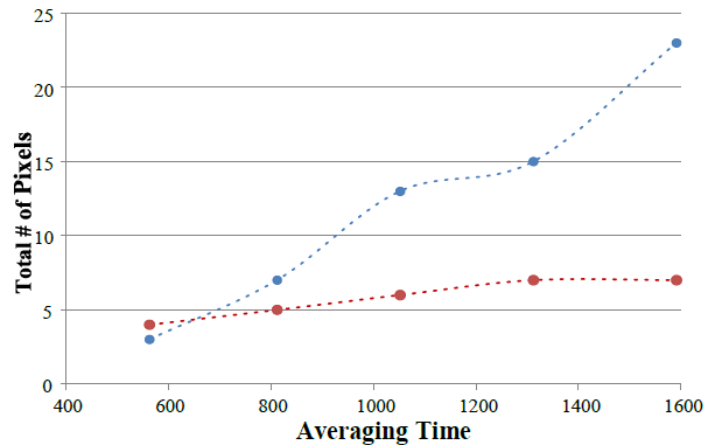
#### 5.4. Problématiques des mesures

Un des problèmes majeurs des mesures par thermoréfectance est la dilatation thermique du composant. Ce phénomène thermomécanique se manifeste par des micromouvements latéraux et verticaux entre les images, amplifiés avec les grossissements optiques employés et la puissance injectée. Ces mouvements ont pour conséquences des artefacts qui apparaissent dans les mesures de réflectivité et du coefficient de thermoréfectance lors du calcul des images moyennes.

En effet, cette problématique est plus critique en électronique de puissance qu'en microélectronique. L'injection de forte puissance dans le composant de puissance entraînent une grande variation de la température et ainsi de relativement grands mouvements à la surface. Il est donc nécessaire de les corriger afin d'obtenir une mesure de réflectivité précise et une bonne estimation de la température à la surface de l'échantillon.

Concernant les mouvements latéraux entre les images, certaines équipes et les deux systèmes commerciaux américains TMX et MICROSANJ les ont mis en évidence en soulignant la nécessité de les corriger. Pour corriger ces mouvements, ils ont utilisé des techniques de recalage avant le calcul des images moyennes. Deux modes opératoires différents ont été utilisés : le recalage en cours de mesure par l'intermédiaire d'un système piézoélectrique à 3 dimensions et le recalage par traitement d'image en post traitement. Très peu de détails sur la méthodologie de recalage d'image en thermoréfectance ont été publiés.

Une étude a été réalisée dans [Sha16] afin de montrer l'effet de la dilatation sur les déplacements de la surface de l'échantillon de l'or déposé sur des couches de  $Al_2O_3$  / InGaAs / InP lors des mesures de calibration. Dans cette étude, le composant a été porté à des températures entre 20 °C et 80 °C par un système de régulation de température en 25 min. Les déplacements de la surface de l'échantillon selon les axes x et y ont été suivis et sont présentés en figure I.39. On constate qu'après 25 minutes, l'échantillon a été déplacé d'environ 7 pixels dans la direction horizontale (x) et de 23 pixels dans la direction verticale (y). Pour corriger ces mouvements, ils ont utilisé le recalage en cours de mesure par l'intermédiaire d'un système piézoélectrique à 3 dimensions.



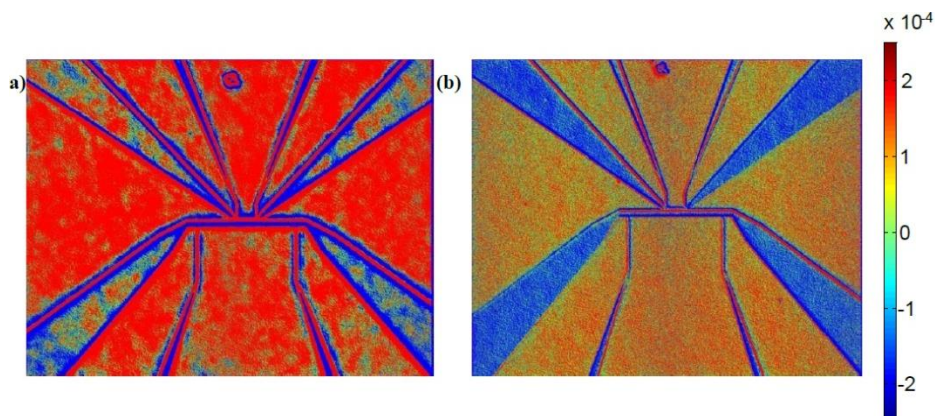
**Figure I.39: Enregistrement de déplacement selon les axes x et y en fonction du temps [Sha16]**

Dans le cas de nos mesures, nous avons choisis un recalage en post traitement. Cela pour la simple raison de ne pas perdre du temps d'intégration de la caméra lors du recalage en direct, notamment lors des mesures par 4 buckets. Nous présenterons dans le chapitre II les différentes méthodes de recalage et notre choix pour nos travaux.

Les mouvements verticaux de la surface de l'échantillon peuvent également poser des problèmes de mesure lorsque la focalisation n'est pas faite c'est-à-dire lorsque la surface de l'échantillon n'est plus dans la profondeur de champ de l'objectif. Pour corriger ces mouvements, différentes équipes ont utilisé des systèmes autofocus composé par un objectif monté sur un élément piézo-électrique [Bro18, Jer05, Bar08, Ken17]. Très peu de détails sur la méthodologie de correction de ces mouvements ont été publiés.

Un exemple issu de [Sha16] présente l'effet de la défocalisation et du décalage d'images sur la cartographie des coefficients de thermoréfectance  $k$ . Cette cartographie a été obtenue sur un dispositif de « Nano-heater » qui comprend de l'or déposé sur des couches de  $Al_2O_3$  / InGaAs / InP, respectivement (cf. figure I.40). Dans cette étude, les auteurs ont utilisé un système piézoélectrique à 3 dimensions MAX302 afin de focaliser et de recalrer les images en cours d'acquisition. Pour le recalage, un algorithme de calcul d'erreur quadratique moyenne par rapport à une image de référence est appliqué sur les images et permet d'ajuster la position du contrôleur de piézoélectrique. Concernant la défocalisation, la qualité de mise au point du système est estimée en calculant l'écarte type globale de la luminosité de l'image courante par rapport à une image de référence.

La figure I.40a) et b) présente les cartographies des  $k$  obtenues avant et après utilisation du système MAX302. Les résultats montrent que les corrections des mouvements latéraux et verticaux ont éliminé totalement les artefacts dans l'image en  $k$ .



**Figure I.40: Cartographie du coefficient  $k$  obtenu sur la surface de dispositif « Nano heater » avec un objectif de grossissement x100 lorsque : a) le système piézoélectrique MAX302 est OFF b) le système piézoélectrique MAX302 est ON [Sha16]**

Un récapitulatif des travaux réalisés par les principales équipes de recherche en thermoréfectance concernant la résolution des problématiques de mesure est présenté dans le tableau I.5.

Équipe	Nature du recalage	Informations sur le recalage	Système autofocus	Type de Calibration
ESPCI [Bar08]	En post traitement pour la calibration et les mesures de $\Delta R/R$	Recalage par corrélation croisée	Oui	k fixe (Plusieurs points)
Division of Scientific Instrumentation [Kim17]	En post traitement pour la calibration et les mesures de $\Delta R/R$	Aucune information	Aucune information	k fixe (Plusieurs points)
TMX [Tmx09]	En cours de mesure pour la calibration	Recalage par un système piézoélectrique	Oui	Pixel par pixel (2 points)
	En post traitement pour les mesures de $\Delta R/R$	Aucune information sur le méthode de recalage		
MICROSANJ [Mic09]	En cours de mesure pour la calibration	Recalage par un système piézoélectrique	Oui	Pixel par pixel (2 points)
	En post traitement pour les mesures de $\Delta R/R$	Recalage par un algorithme subpixellisé		

**Tableau I.5: Principaux équipes de recherche en thermoréfectance**

## 6. Conclusion

Après une description des différentes structures existantes des transistors IGBT, nous avons exposé les principales méthodes de caractérisation thermique utilisées sur ces composants. Nous avons évalué les avantages et les inconvénients de ces méthodes afin de déterminer celle qui est la mieux adaptée aux mesures thermiques à haute résolution sur les composants de puissance. Grâce à ces caractéristiques, la thermoréfectance offre un avantage certain pour des besoins de fortes résolutions spatiale et temporelle, en permettant une mesure plein champ sans contact et sans préparation de surface.

Une partie de ce chapitre a été dédiée à l'état de l'art de la technique de thermoréfectance. Cette étude a permis de présenter le principe physique de la technique, les méthodes de détection du signal en régime statique et dynamique et les différentes méthodes pour l'étalonnage de la température.

Le chapitre se conclut en présentant les principales problématiques expérimentales tels que le recalage des images et le focus de celles-ci pour les mesures de thermoréfectance.

## **Chapitre II : Traitement images en thermoréfectance**

## 1. Introduction

De nos jours, le recalage représente un sujet prépondérant dans le domaine du traitement d'images. Cette technique consiste à aligner géométriquement deux ou plusieurs images prises à des moments différents, à partir de différents capteurs ou de différents points de vue. L'importance du recalage se manifeste dans diverses applications telles que la reconnaissance des formes, l'alignement des images médicales pour le diagnostic, la surveillance des terres agricoles à partir d'images satellite.

Nous avons vu dans le chapitre I que la problématique du recalage dans le domaine de thermoréfectance est critique pour le calcul de la variation de réflectivité. Il est nécessaire de trouver une méthode de recalage adéquate afin d'obtenir une mesure de réflectivité précise et une bonne estimation de la température à la surface de l'échantillon. Des équipes ont présenté des travaux sur le recalage des images pour la mesure thermique par thermoréfectance mais sans rentrer dans le détail du mode opératoire et des effets sur les résultats finaux [Bar08, Kim17, Tmx09, Mic09].

Nous débuterons ce chapitre par la présentation des notions sur les techniques de recalage. Puis, dans un deuxième temps, nous étudierons les principales méthodes de recalage d'image et nous déterminerons la meilleure méthode de recalage à utiliser pour la problématique de la thermoréfectance sur des composants de puissance. Enfin, nous terminerons ce chapitre par une étude détaillée des effets du recalage sur les images thermiques afin de mettre en évidence son importance.

## 2. Notions préliminaires sur le recalage d'image

### 2.1 Définition d'une image numérique

Une image numérique est une représentation bidimensionnelle discrétisée d'un espace continu. Elle est composée d'une matrice d'éléments que l'on appelle pixels (Picture Element) et qui correspondent en microscopie photonique à une valeur d'intensité. La figure II.1 présente un exemple d'image optique obtenue sur une métallisation d'IGBT à l'aide d'un capteur CMOS 12 bits.

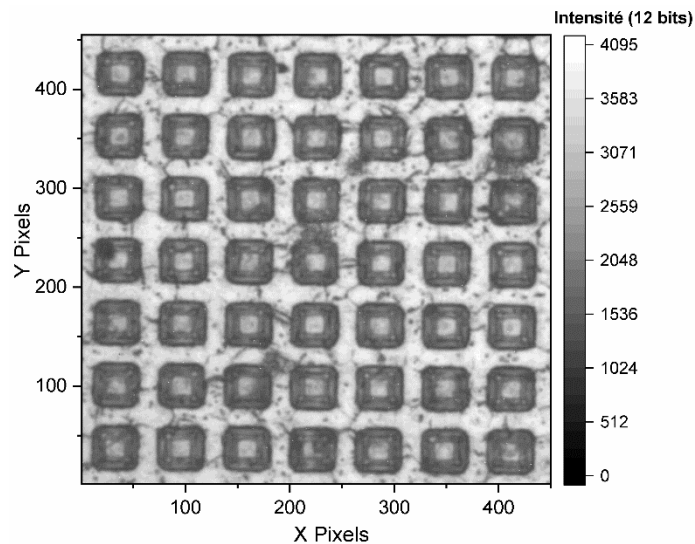


Figure II.1: Image optique de la métallisation d'émetteur d'IGBT codée en 12 bits

### 2.2. Définition du recalage d'image

Le recalage d'image est un processus qui permet de déterminer la meilleure transformation géométrique afin d'aligner deux ou plusieurs images prises à différents instants, depuis différents capteurs ou à partir de différents points de vue. En d'autres termes, il consiste à estimer le déplacement ou la déformation d'une image dite image source afin qu'elle se superpose le mieux possible à une autre image dite image référence. Un exemple de recalage en imagerie médicale est présenté en figure II.2.

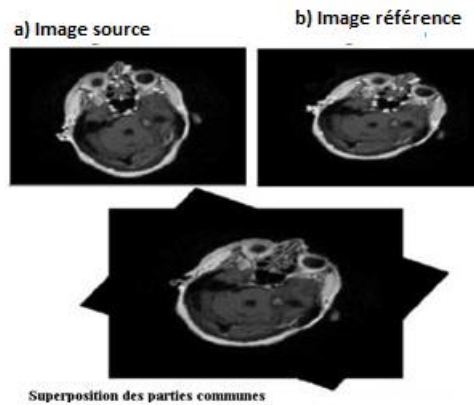


Figure II.2: Définition de recalage d'images [Ham 17]

### 2.3. Principe mathématique du recalage

La problématique du recalage consiste en l'estimation d'une transformation géométrique bien définie entre les images de manière à apparier des points physiquement homologues entre ces images.

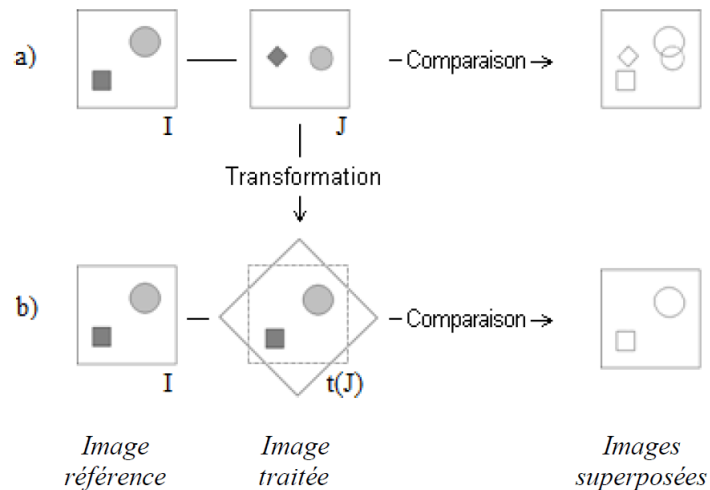


Figure II.3: Comparaison d'images avant (a) et après recalage (b) [Bro13]

La figure II.3, issue de [Bro13], illustre une comparaison entre l'image I (image de référence) et l'image J (image source) avant et après recalage. Recaler ces deux images revient à trouver une transformation géométrique optimale  $\hat{t}$  de manière que l'on puisse, à partir de l'image de référence I, appliquer une transformation à l'image source J afin que les éléments qui composent ces images aient les mêmes coordonnées. Ces transformations sont généralement choisies parmi un ensemble restreint de transformations E. La problématique d'optimisation a été formulée mathématiquement par Lisa Brown de la manière suivante [Bro92] :

$$\hat{t} = \operatorname{argmax}_{t \in E} S(I, t(j)) \quad (\text{II.1})$$

Avec :

S : Critère de similarité entre deux images que l'on cherche à minimiser

E : Espace des transformations



argmax : stratégie adoptée pour la résolution (méthode d'optimisation)

L'équation (II.1) met en évidence un ensemble de transformation à étudier lorsque l'on veut concevoir une méthodologie pour le recalage. Les points communs et les différences entre les images conditionnent les différents éléments de cette transformation. Le recalage sera donc fortement dépendant de la relation existante entre les images.

## 2.4. Espace de transformation d'image

### 2.4.1. Domaine des transformations

Le choix du domaine de transformation géométrique est important, puisque celui-ci est étroitement lié aux déformations que subissent les images. Les domaines de transformation se distinguent en deux catégories :

- **Transformation globale**

La transformation est globale lorsque toutes les parties de l'image bougent de la même façon. Dans ce cas, l'image est transformée de façon uniforme.

- **Transformation locale**

La transformation est dite locale lorsqu'elle ne s'applique qu'à une partie de l'image. Dans ce cas, l'image est découpée en régions subissant leurs propres transformations.

### 2.4.2. Nature des transformations

Le choix des méthodes de recalage dépend des types de transformations subies par l'image source. Ces types de transformations sont représentés sur la figure II.4. On peut les classer en 3 catégories :

- **Transformation rigide**

Pour ce type de transformation les distances, les angles, les parallélismes sont conservés (cf. figure (II.4.b)). Ainsi seules les translations et les rotations sont prises en compte. Ce modèle est principalement utilisé dans le contexte de l'imagerie médicale.

- **Transformation affine**

Elles se composent des translations, des rotations, de l'étirement et du cisaillement. Les transformations affines gardent le plan affine et le parallélisme des droites (cf. figure (II.4.c)).

- **Transformation non rigide ou élastique**

Pour ce type de transformation, on se place dans un domaine de déformation locale, plus ou moins régulier (cf. figure (II .4. d)). Cela conduit à la variation de la géométrie de structure et à la modification de forme globale des images.

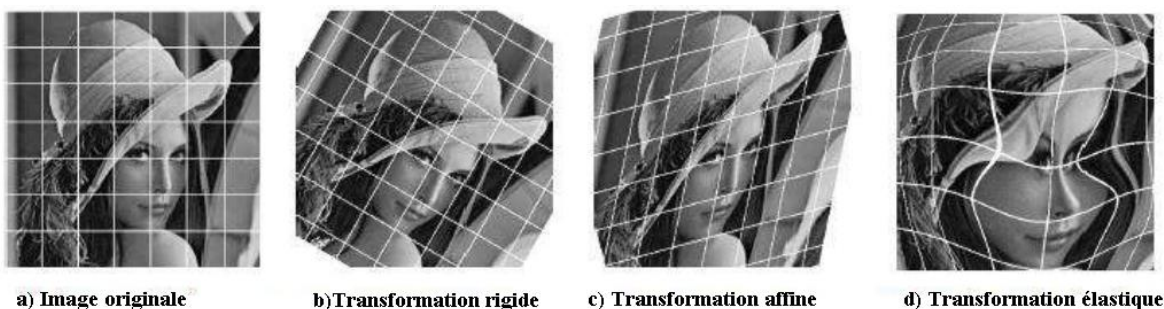









Figure II.4: Exemple de transformation géométrique [Cha18]



Le tableau II.1, extrait de [Cha18], résume les cas possibles de recalage selon la nature et le domaine de transformation.

Image originale	Globale	Locale	Transformation
			Rigide
			Affine
			Non rigide

**Tableau II.1: Cas possible de recalage selon la nature et le domaine de transformation [Cha18]**

Nos études thermiques sont appliquées au domaine de l'électronique de puissance. Les mesures sont réalisées sur des puces packagées ou non dans un module. Lors de nos mesures, nous avons pu constater que l'ensemble du champ de nos images optiques des surfaces de composant se déplaçait selon un mouvement de translation, aucune déformation locale n'a été constatée. Nous nous sommes donc limités à l'étude de transformations globale-rigide. Nous reviendrons plus en en détails sur ce choix dans la partie 5.2.

Dans la suite, nous exposerons les méthodes de recalage par translation qui s'inscrivent dans le cadre du recalage global.

### 3. Classification des méthodes de recalage

#### 3.1 Méthodes du domaine spatial

Les méthodes du domaine spatial s'appliquent à l'image elle-même et sont basées sur la manipulation directe des pixels. Ces méthodes sont simples et intuitives, mais elles présentent l'inconvénient de posséder un temps de calcul assez long [CHA16].

Parmi les méthodes du domaine spatial, la corrélation croisée [Bru93, Ooi91, lou01, Bri01, Lat05, Luo10, Li16] est la méthode la plus utilisée. Cette technique est basée sur la mesure du degré de similarité entre deux images.

Dans un souci pédagogique, nous présenterons dans un premier temps la corrélation croisée d'un signal continu à une dimension puis la corrélation croisée discrète à deux dimensions caractéristiques des calculs menés sur des images. Enfin, nous présenterons la corrélation croisée normalisée à deux dimensions.

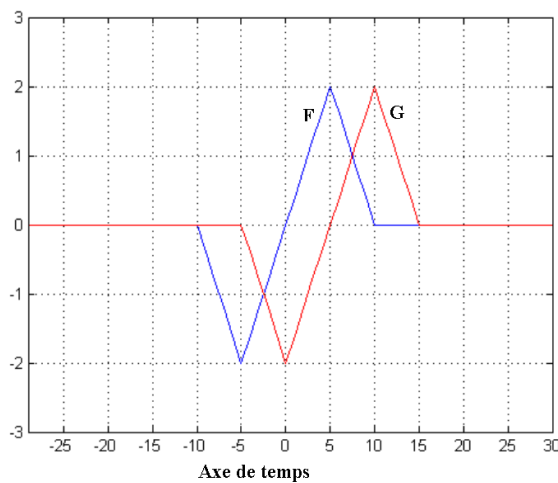
##### 3.1.1 Corrélation croisée à une dimension de signaux continus

En traitement du signal, la corrélation croisée est la mesure de la similitude entre deux signaux [Chi03]. Considérons deux signaux  $F$  et  $G$  continus qui ne diffèrent que par un décalage inconnu suivant un axe donné, la corrélation croisée est donnée par :

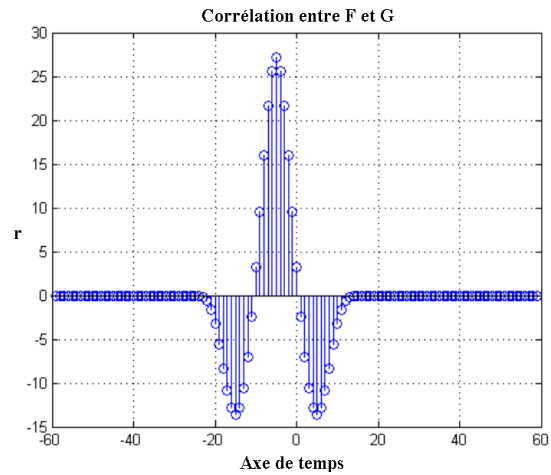
$$(F * G)(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} F^*(t)G(t + \tau) dt \quad (\text{II.2})$$

Où  $F^*$  est le complexe conjugué de  $F$  et  $\tau$  le paramètre de décalage suivant un axe donné.

Un exemple de calcul du spectre de corrélation croisée est présenté sur la figure II.5. Supposons que l'on ait deux signaux F(t) et G(t) continus qui ne diffèrent que par un décalage suivant l'axe du temps t comme le montre la figure II.5a.



a) Signaux F et G différant par un décalage suivant l'axe t



b) Spectre de corrélation croisée entre F et G

**Figure II .5: Méthode de corrélation croisée [Gre12]**

Le résultat de calcul du spectre de corrélation croisée entre les deux signaux F et G est présenté sur la figure II.5b. La technique de calcul consiste à faire glisser la fonction G le long de la fonction F en calculant l'intégrale du produit de convolution  $F * G$  à chaque point. Une valeur élevée de l'intégrale signifie que l'on a une grande similarité entre les deux signaux. Ceci est dû au fait que lorsque les extrema s'alignent, ils contribuent largement à l'intégrale. Un résultat négatif de la similarité montre que les 2 signaux ne s'alignent pas.

Dans le cas où les signaux F et G sont discrets, la corrélation croisée sera donnée par :

$$(F * G)(\tau) = \sum_{t=-\infty}^{\infty} F^*[t]y[t + \tau] \quad (\text{II.3})$$

Dans le cas des images numériques, il est nécessaire d'utiliser corrélation croisée à deux dimensions de signaux discrets pour calculer le décalage entre les images.

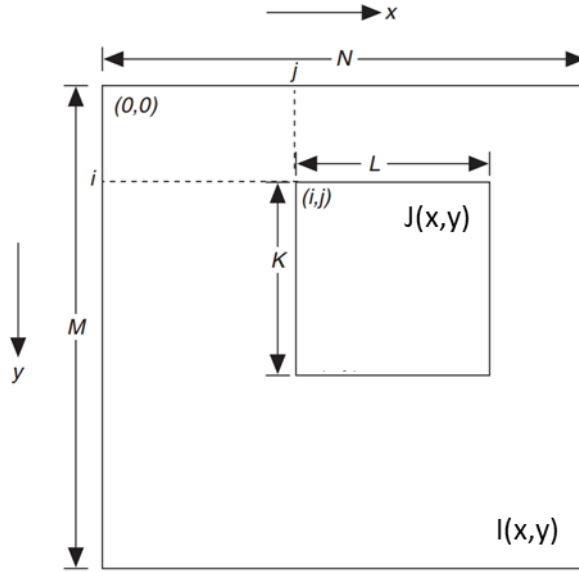
### 3.1.2. Corrélation croisée à deux dimensions de signaux discrets

La corrélation croisée à deux dimensions se définit de la manière suivante : considérons une sous image J (x, y) de taille  $K \times L$  et une image de référence I (x, y) de dimension  $M \times N$  où  $K \leq M$  et  $L \leq N$ . La corrélation croisée entre I (x, y) et J (x, y) en un point (i, j) est donnée par :

$$r_{ij} = \sum_{x=0}^{K-1} \sum_{y=0}^{L-1} J(x, y)I(x - i, y - j) \quad (\text{II.4})$$

Où  $i = 0, 1, \dots, M - 1, j = 0, 1, \dots, N - 1$

La figure II.6 illustre la procédure de corrélation entre les images I (x, y) et J (x, y). La corrélation est le processus qui consiste à déplacer la sous image J (x, y) sur l'image de référence I (x, y) en calculant le coefficient de corrélation  $r_{ij}$  pour chaque déplacement. Cela implique de multiplier chaque pixel de l'image de référence par le pixel de l'image qu'il recouvre et d'additionner tous les produits sur tous les pixels de l'image de référence. ;'



**Figure II.6: Procédure de corrélation [IMA02]**

La carte de corrélation  $r_{ij}$  est obtenue avec une taille de  $(M+K-1, N+L-1)$  en déplaçant la sous-image sur l'image de référence. La plus grande valeur du coefficient de corrélation de  $r_{ij}$  dans cette carte indique la position où l'image  $J(x, y)$  correspond le mieux à l'image  $I(x, y)$ .

La corrélation croisée est appliquée dans le domaine du traitement des images afin de déterminer le décalage entre deux images [Med14, IMA02, Sri12]. Pour cela, on calcule le degré de similitude entre deux images en fonction de la translation relative d'une image par rapport à l'autre en se basant sur le calcul du coefficient de corrélation. Puis en cherchant le maximum de ce coefficient on obtient les coordonnées de translation offrant le maximum de similitude entre les deux images.

La corrélation croisée est une technique sensible aux changements d'intensité de l'image. Par exemple, si une région dans l'image tradatée a des valeurs d'intensité très supérieures au reste de l'image, il est très probable que le maximum de la fonction de corrélation soit faussé par cette partie de l'image. [IMA02, Sri12]. Pour pallier ce problème, il est nécessaire de normaliser le coefficient de corrélation.

### 3.1.3. Corrélation croisée normalisée à deux dimensions

L'expression du coefficient de corrélation croisée normalisée  $R_{ij}$  entre  $I(x, y)$  et  $J(x, y)$  en un point  $(i, j)$  s'exprime par :

$$R_{ij} = \frac{\sum_{x=0}^{L-1} \sum_{y=0}^{K-1} (J(x, y) - \bar{J})(I(x - i, y - j) - \bar{I}(i, j))}{(\delta_J)^{0.5} (\delta_I)^{0.5}} \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$$\delta_J = \sum_{x=0}^{L-1} \sum_{y=0}^{K-1} (J(x, y) - \bar{J})^2 \quad (\text{II.6})$$

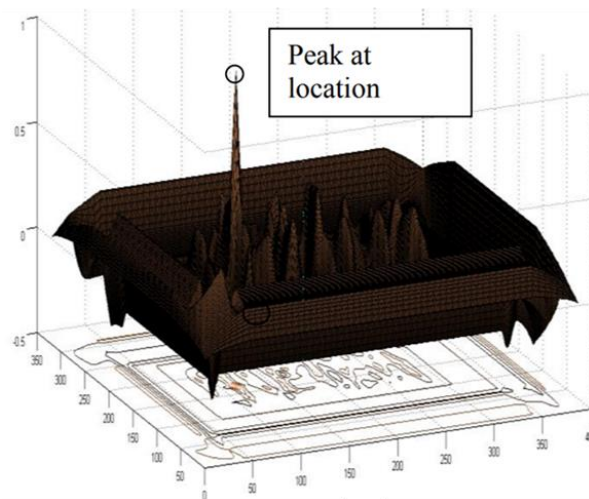
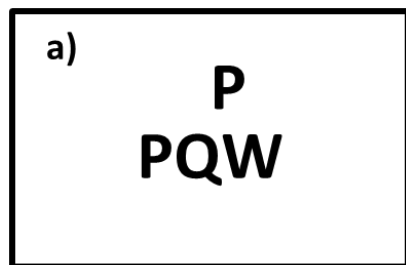
$$\delta_I = \sum_{x=0}^{L-1} \sum_{y=0}^{K-1} (I(x - i, y - j) - \bar{I}(i, j))^2 \quad (\text{II.7})$$

Où  $\bar{J}$  est la valeur moyenne de l'intensité des pixels de l'image  $J(x, y)$ ,  $\bar{I}$  la valeur moyenne de  $I(x, y)$  et  $(\delta_J, \delta_I)$  sont les écarts-type des images  $I$  et  $J$  respectivement.

Dans l'équation II.5, chaque image est soustraite par sa moyenne, puis divisée par son écart type avant de calculer la corrélation croisée entre les deux images. Cette étape de normalisation peut améliorer la précision de la correspondance entre les images dans le cas où les images ont un niveau de luminosité différent.

Le résultat de la corrélation croisée normalisée est toujours compris entre -1 (zéro dans le cas d'image) et 1. Si la valeur de  $R_{ij}$  est proche de 1, alors les 2 images sont très similaires tandis que si elle est proche de -1, les 2 images sont très différentes. Cette mesure est non définie si l'une des images a une variance égale à zéro.

Un exemple de corrélation croisée normalisée entre une image de référence et une sous-image appliqué au recalage d'image est présenté sur la figure II.7. Le but de cet exemple est de trouver l'emplacement de la sous-image  $P$  dans l'image de référence  $PQW$ . Le spectre de la corrélation croisée normalisée est présenté sur la figure II.7b. On constate un maxima à la position (111,67), pour lequel on obtient la superposition de la sous-image  $P$  dans l'image de  $PQW$ . Cette position représente les coordonnées du vecteur de translation à appliquer à l'image de référence de manière à la superposer au mieux à la sous-image.



b)

**Figure II.7: Exemple de corrélation croisée normalisée entre deux images : a) image de référence et sous image, b) Spectre de la corrélation croisée normalisée entre  $PQW$  et  $P$  [Sri12]**

Les méthodes de corrélation croisée donnent de résultats précis en matière de détection de translations. Cependant, ces méthodes présentent l'inconvénient de posséder un temps de calcul assez long.

Afin de pallier cet inconvénient, il est préférable d'utiliser les méthodes du domaine fréquentiel.

### 3.2 Méthodes du domaine fréquentiel

Les méthodes du domaine fréquentiel sont basées sur l'exploitation des transformées de Fourier de l'image. Elles sont limitées aux transformations géométriques globales et ont pour principaux avantages une excellente performance contre le bruit et un temps d'exécution très rapide.

La méthode la plus utilisée dans le domaine fréquentiel est la corrélation de phase. Cette technique est basée sur le théorème de retard de la transformée de Fourier et permet de détecter une transformation géométrique de type translation entre les images.

Dans la suite, nous présenterons l'aspect théorique de la transformée de Fourier bidimensionnelle exploitée dans les approches de recalage par les méthodes fréquentielles, et son application à la méthode de corrélation de phase.

#### 3.2.1. Outils fondamentaux pour les méthodes fréquentielles

##### 3.2.1.1. Transformée de Fourier bidimensionnelle

La transformée de Fourier TF a été introduite par le physicien Jean Baptiste Joseph Fourier en 1804 afin d'obtenir une représentation différente d'un signal [Dom16]. Elle permet de décomposer un signal en une somme de fonctions exponentielles complexes, permettant ainsi de mettre en évidence les fréquences contenues dans un signal. Dans le cas des signaux continus à deux dimensions, la TF directe de  $I(x, y)$  est définie comme suit :

$$TF(I(x, y)) = F_1(u, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} I(x, y) e^{-i2\pi(ux+vy)} dx dy \quad (\text{II.8})$$

Avec  $F_1(u, v)$  la transformée de Fourier du signal  $I(x, y)$  et  $(x, y)$  et  $(u, v)$  sont respectivement les coordonnées spatiales et fréquentielles. La transformée inverse du domaine fréquentiel au domaine spatial est également donnée par :

$$TF^{-1}(F_1(u, v)) = I(x, y) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} F_1(x, y) e^{i2\pi(ux+vy)} dudv \quad (\text{II.9})$$

Dans le cas des images numériques, il est nécessaire d'utiliser la transformée de Fourier discrète bidimensionnelle pour calculer la représentation spectrale de l'image.

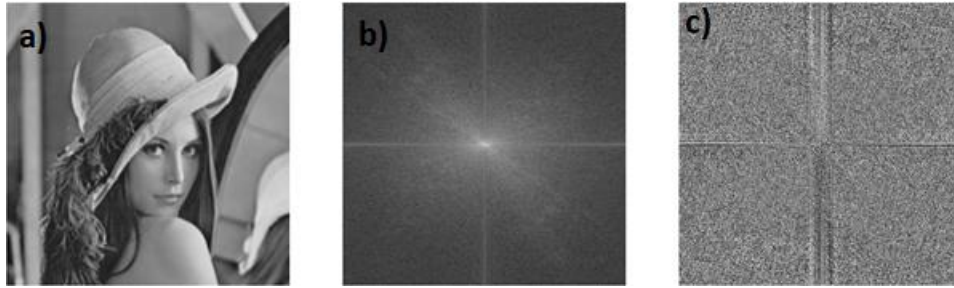
##### 3.2.1.2. Transformée de Fourier discrète bidimensionnelle

La transformée de Fourier discrète (TFD : Discret Fourier Transformer en anglais) d'une image est obtenue par discrétisation de la transformée de Fourier définie précédemment (Eq. II.8) [Ham 17]. Pour une image  $I(x, y)$  de dimensions  $M \times N$ , la transformée de Fourier  $F_1(u, v)$  discrète se définit par :

$$F_1(u, v) = \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} I(x, y) e^{-2\pi i \left( \frac{u*x}{M} + \frac{v*y}{N} \right)} \quad (\text{II.10})$$

Avec  $u = 0, 1, \dots, M-1$  et  $v = 0, 1, \dots, N-1$ .

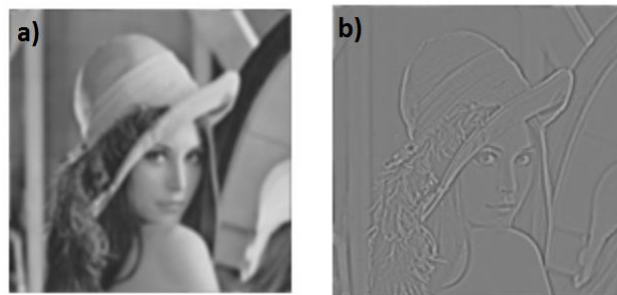
La TFD se représente dans un espace fréquentiel bidimensionnel. Étant donné que la TFD est une grandeur complexe, sa représentation graphique se fait par son module et sa phase. La figure II.8, issue de [miv19], représente une image de 500 pixels \* 500 pixels que l'on nomme Lena avec sa transformée de Fourier discrète (module (cf. figure II.8b) et phase (cf. figure II.8c)).



**Figure II.8 : Représentation de la transformée de Fourier discrète d'une image de Lena (a) à deux dimensions : b) module c) phase [Miv19]**

Sur la figure II.8b, l'origine de la transformée de Fourier  $F_1(0,0)$  est positionné au centre de l'image à l'aide d'un recalage cyclique. Cette origine représente la plus petite fréquence du spectre de Fourier. Elle est appelée composante continue de l'image et correspond à la moyenne des niveaux de gris de l'image. En s'éloignant du centre, nous retrouvons les basses fréquences qui représentent les faibles variations des composantes de l'image. Celles-ci concernent principalement les régions homogènes. Loin du centre, on retrouve les hautes fréquences qui représentent les variations rapides des composantes de l'image. Elles sont représentatives des contours, des changements brusques d'intensité et du bruit dans les images. En ce qui concerne l'image représentant la phase, l'interprétation visuelle est impossible car son aspect est très bruité.

Un exemple, issue de [ope20], présente l'image de Lena après un filtrage basses et hautes fréquences (cf. Figure II.9). Le but de cet exemple est de mettre en évidence l'information portée par les fréquences contenant dans l'image de Lena. Lorsqu'on élimine les hautes fréquences contenues dans l'image de Lena, l'image devient floue et met en avant les zones homogènes (cf. Figure II.9.a). A l'inverse, en éliminant les basses fréquences, on met en évidence les textures et les contours dans l'image de Lena (cf. Figure II.9b).



**Figure II.9: Effet des fréquences sur l'image de Lena : a) Image à basses fréquences b) Image à hautes fréquences [ope20]**

Le temps de calcul de la transformée de Fourier discrète est souvent long. Pour calculer la TFD d'une image de dimension  $M \times N$ , l'algorithme de TFD doit effectuer un total de  $2MN(MN-1)$  opérations d'addition et  $(M*N)^2$  opérations de multiplication. Ce nombre d'opérations induit une complexité de calcul importante. Afin de pallier cet inconvénient, on utilise la transformée de Fourier rapide.

### 3.2.1.3. Transformée de Fourier rapide

La Transformée de Fourier Rapide (notée FFT : Fast Fourier Transformer en anglais) est une transformée de Fourier discrète calculée selon un algorithme d'optimisation permettant de réduire le nombre d'opérations et, en particulier, le nombre de multiplications à effectuer.

Il existe de multiples algorithmes [Coo68, Bek16]. L'algorithme de calcul FFT le plus connu est celui de J. W. Cooley et de J. W. Tukey qui date de 1965 [Coo68]. Il se base sur une approche de type « diviser pour régner ». Celui-ci subdivise de façon récursive une transformation de Fourier discrète d'une taille  $T = M * N$  en plusieurs transformées de Fourier discrètes de tailles inférieures à  $M$  et  $N$ . Ainsi, l'algorithme permet de réduire le calcul de TFD de  $(M*N)^2$  à  $MN * \log(MN)$  opérations. Cette

réduction de complexité de calcul suffit à faire passer d'impossibles à facilement résolubles nombre de problèmes. À titre d'exemple, le temps de calcul de FFT d'une image de dimension 1024\*1024 est 100 fois plus court que celui utilisant la TFD.

La corrélation de phase utilise les propriétés de la transformation de Fourier pour calculer le déplacement d'image. Il ne s'agit pas de mesurer directement le déplacement de l'image, mais de chercher dans la transformée de Fourier de l'image les traces du déplacement et d'en calculer les paramètres.

Dans la suite, nous présenterons la méthode de corrélation de phase.

### 3.2.2. Corrélation de phase

La méthode de corrélation de phase est utilisée dans le domaine du traitement d'images pour recalculer des images prises dans des conditions différentes (par exemple au niveau de l'éclairage, utilisation de différents capteurs, ...) [Med14, Gre12]. Cette méthode permet de détecter une translation entre deux images au moyen du théorème de retard de la transformée de Fourier [LECO1].

Considérons deux images  $I(x, y)$  et  $J(x, y)$  qui ne diffèrent que par des translations  $(t_x, t_y)$ . Alors le modèle mathématique qui définit la translation à appliquer sur une image  $J$  pour la superposer à une image  $I$  de référence est donné par :

$$J(x, y) = I(x - t_x, y - t_y) \quad (\text{II.11})$$

Ce modèle montre que les déplacements dans le sens décroissant des axes de coordonnées, donnent des coordonnées de translations  $(t_x, t_y)$  positives. Inversement, les déplacements de l'image dans le sens croissant des axes de coordonnées donnent des coordonnées de translations  $(t_x, t_y)$  négatives.

En appliquant le théorème de retard de la transformée de Fourier, selon lequel un décalage linéaire dans le domaine spatial sera équivalent à un déphasage dans le domaine fréquentiel, à l'équation (II.11), on obtient la relation suivante :

$$F_2(u, v) = F_1(u, v) e^{-i(u*t_x+v*t_y)} \quad (\text{II.12})$$

Où  $F_1(u, v)$ ,  $F_2(u, v)$  sont respectivement les transformées de Fourier des image  $I(x, y)$  et  $J(x, y)$ .

Afin de déterminer le décalage entre les images  $I(x, y)$  et  $J(x, y)$ , on définit le spectre de puissance croisée normalisée CPS  $(u, v)$ . Ce spectre de puissance croisée normalisée est donné par la relation suivante :

$$\begin{aligned} CPS(u, v) &= \frac{F_1(u, v) F_2^*(u, v)}{|F_1(u, v) F_2^*(u, v)|} \\ &= \frac{F_1(u, v) F_1(u, v)^* e^{i(u*t_x+v*t_y)}}{|F_1(u, v) F_2^*(u, v)|} \\ &= \frac{F_1(u, v) F_1^*(u, v) e^{i(u*t_x+v*t_y)}}{|F_1(u, v)| |F_2^*(u, v)|} \\ &= \frac{|F_1(u, v)|^2 e^{i(u*t_x+v*t_y)}}{|F_1(u, v)|^2} \\ &= e^{i(u*t_x+v*t_y)} \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Où  $F_2^*$  est le complexe conjugué de  $F_2$ .

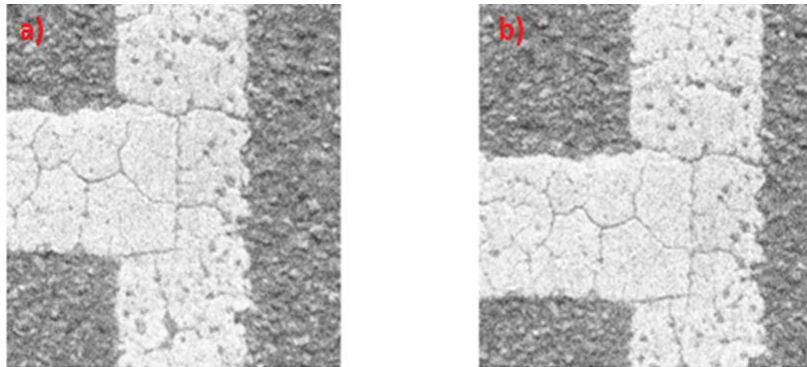
En appliquant la transformée de Fourier inverse à l'équation (II.13), on obtient une fonction delta de Dirac centrée en  $(t_x, t_y)$  :



$$TF^{-1}(CPS(u, v)) = \delta(x - t_x, y - t_y) \quad (\text{II.14})$$

La corrélation de phase permet ainsi d'obtenir un pic net et très précis à la position des coordonnées du vecteur de translation.

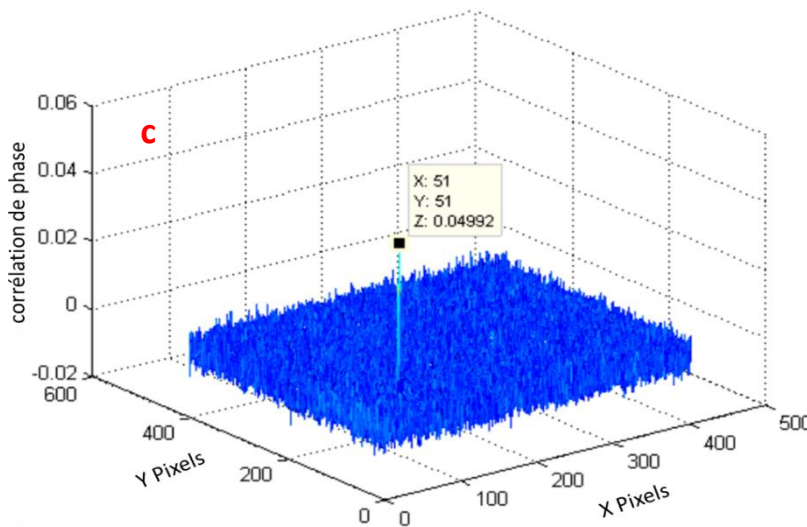
Un exemple de corrélation de phase entre deux images décalées l'une par rapport à l'autre est présenté en figure II.10. La figure II.10a représente un marquage de stationnement de voiture pris comme image de référence tandis que la figure II.10b représente la même image mais décalée de 51 pixels suivant x et y. Le résultat de la corrélation de phase est présenté sur la figure II.10c avec un pic de Dirac dans la position de ce décalage (position des coordonnées du vecteur de translation).



a) Image de référence

b) Image translatée

**Exemple de corrélation de phase entre deux images [Gre12]**



**Figure II.10: Transformée de Fourier inverse du CPS [Gre12]**

Les méthodes de recalages présentées utilisent des pas entiers de pixels. En pratique, les images sont rarement translatées par des valeurs entières. Il est donc important d'utiliser des méthodes qui permettent de recalcr les images avec des translations sous pixelique. Dans la suite, nous présenterons les principes de subpixelisation des méthodes de corrélation croisée et de phase.

#### 4. Principe de subpixelisation dans les méthodes de corrélation

Les méthodes de corrélation décrites précédemment supposent un déplacement pixelique entre les images. Dans le cas d'un déplacement sous pixelique, ces méthodes donneront la valeur entière la plus proche du déplacement réel. Cela entrainera une incertitude pouvant aller jusqu'à 1/2 pixel.



Différentes méthodes ont été proposées dans la littérature pour estimer les translations subpixillique entre les images. Parmi ces méthodes, on trouve la méthode de corrélation croisée subpixellisée développée par Manuel Guizar et la corrélation de phase subpixellisé développée par Hassan Foroosh. Ces deux méthodes sont couramment utilisées en raison de leurs performances et de leur précision en matière de détection de translations.

#### 4.1. Corrélation de phase subpixellisé : Méthode de Foroosh

Foroosh et al. ont proposé une extension de la méthode de corrélation de phase pour tenir compte d'un déplacement sous-pixellique entre les images [For02]. Leur méthode est basée sur le fait que les images qui ont subi un déplacement sous-pixellique ont été à l'origine déplacées d'une valeur entière. Puis, le déplacement est ramené à une valeur sous-pixellique en utilisant un sous-échantillonnage de la manière suivante :

Considérons deux images discrétisées  $I(x, y)$  et  $J(x, y)$  qui ne diffèrent que par un décalage entier  $(t_x, t_y)$  selon l'axe de  $x$  et  $y$ . Soit  $\hat{F}_1(u, v) = \hat{f}(u, v)$  et  $\hat{F}_2(u, v) = \hat{f}(u, v) \exp(-i(ut_x + vt_y))$  sont respectivement les transformées de Fourier discrètes des images  $I(x, y)$  et  $J(x, y)$ . Alors, leurs TFDs correspondant au sous-échantillonnage par des facteurs entiers  $R$  et  $S$  le long des axes  $x$  et  $y$  sont données par :

$$\hat{F}_{d1} = \frac{1}{RS} \sum_{m'=0}^{R-1} \sum_{n'=0}^{S-1} \hat{f}\left(\frac{u + 2\pi m'}{R}, \frac{v + 2\pi n'}{S}\right) \quad (\text{II.15})$$

$$\hat{F}_{d2} = \frac{1}{RS} \sum_{m=0}^{R-1} \sum_{n=0}^{S-1} \hat{f}\left(\frac{u + 2\pi m}{R}, \frac{v + 2\pi n}{S}\right) \cdot \exp\left(-i\left(\frac{u + 2\pi m}{R} t_x, \frac{v + 2\pi n}{S} t_y\right)\right) \quad (\text{II.16})$$

Le spectre de puissance croisée normalisée  $\hat{C}(u, v)$  de deux images  $I(x, y)$  et  $J(x, y)$  sous-échantillonnées est donné par :

$$\hat{C}(u, v) = \frac{\frac{1}{RS} \sum_{m=0}^{R-1} \sum_{n=0}^{S-1} \hat{f}\left(\frac{u + 2\pi m}{R}, \frac{v + 2\pi n}{S}\right) \cdot \exp\left(-i\left(\frac{u + 2\pi m}{R} t_x, \frac{v + 2\pi n}{S} t_y\right)\right)}{\frac{1}{RS} \sum_{m'=0}^{R-1} \sum_{n'=0}^{S-1} \hat{f}\left(\frac{u + 2\pi m'}{R}, \frac{v + 2\pi n'}{S}\right)}$$

$$= \sum_{m=0}^{R-1} \sum_{n=0}^{S-1} \hat{h}_{mn}(u, v) \exp\left(-i\left(\frac{u + 2\pi m}{R} t_x, \frac{v + 2\pi n}{S} t_y\right)\right) \quad (\text{II.17})$$

Avec

$$\hat{h}_{m,n}(u, v) = \frac{\hat{f}\left(\frac{u + 2\pi m}{R}, \frac{v + 2\pi n}{S}\right)}{\sum_{m'=0}^{R-1} \sum_{n'=0}^{S-1} \hat{f}\left(\frac{u + 2\pi m'}{R}, \frac{v + 2\pi n'}{S}\right)} \quad (\text{II.18})$$

L'équation (II.17) montre que le spectre de puissance croisée normalisée est une somme de toutes les composantes polyphasées d'une impulsion unitaire filtrée (filtre de Dirac).

Pour simplifier, les auteurs supposent qu'il n'y a pas d'effets de recouvrement de spectre, parce qu'il est évité par un pré-filtrage. Sous cette hypothèse, on peut montrer que

$\{\hat{h}_{m,n}(u, v)_{m=0, \dots, R-1, n=0, \dots, S-1}\}$  sont des filtres passe-bande idéaux et ne dépendent pas de l'entrée  $\hat{f}(u, v)$ .

En absence de recouvrement de spectre, on peut remarquer que les supports spectraux

$$\left\{ \hat{f} \left( \frac{u + 2\pi m}{R}, \frac{v + 2\pi n}{S} \right) \right\}_{m=0, \dots, R-1, n=0, \dots, S-1} \quad (\text{II.19})$$

ne se superposent pas. Ceci se montre par le fait suivant :

$$\left( \frac{u + 2\pi m}{R}, \frac{v + 2\pi n}{S} \right) \neq \left( \frac{u + 2\pi m'}{R}, \frac{v + 2\pi n'}{S} \right) \text{ si } (m, n) \neq (m', n') \quad (\text{II.20})$$

À titre d'exemple, considérons  $(u, v)$  appartient à l'intervalle  $[0, 2\pi[$  et  $R=S=2$ , alors :

-Pour  $(m, n) = (0, 0)$ , on a :

$$\frac{u+2\pi m}{R} \in [0, \pi[ \quad \text{et} \quad \frac{v+2\pi n}{S} \in [0, \pi[$$

-Pour  $(m, n) = (1, 0)$ , on a :

$$\frac{u+2\pi m}{R} \in [\pi, 2\pi[ \quad \text{et} \quad \frac{v+2\pi n}{S} \in [0, \pi[$$

-Pour  $(m, n) = (0, 1)$ , on a :

$$\frac{u+2\pi m}{R} \in [0, \pi[ \quad \text{et} \quad \frac{v+2\pi n}{S} \in [\pi, 2\pi[$$

-Pour  $(m, n) = (1, 1)$ , on a :

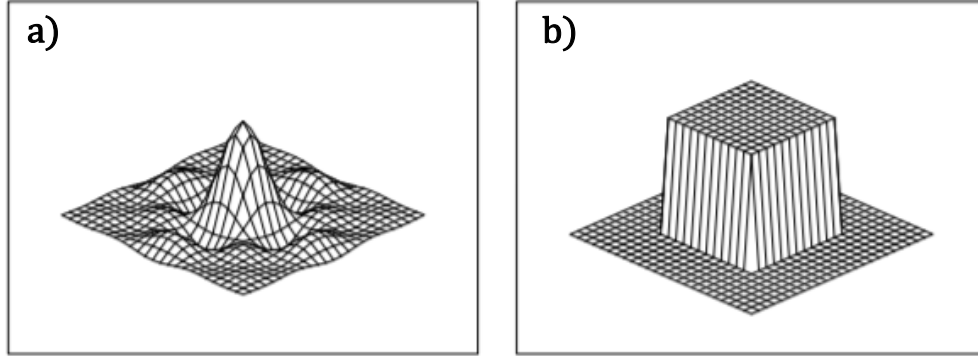
$$\frac{u+2\pi m}{R} \in [\pi, 2\pi[ \quad \text{et} \quad \frac{v+2\pi n}{S} \in [\pi, 2\pi[$$

Ceci implique qu'après le sous-échantillonnage, aucun effet de recouvrement de spectre n'ait lieu. Alors les supports spectraux  $\left\{ \hat{f} \left( \frac{u+2\pi m}{R}, \frac{v+2\pi n}{S} \right) \right\}$  avec  $m = 0, 1, n = 0, 1$  seront disjoints. En fait, les supports de ces fonctions sont obtenus par le morcellement total de la bande passante à deux dimensions (2D)  $[0, 2\pi[ \times [0, 2\pi[$  en  $R.S$  supports rectangulaires égaux le long des deux axes en fréquences.

Soit  $u$  et  $v$  à des valeurs dans  $[0, 2\pi[$ , et soit le support 2-D que l'on note  $B$ . Soit également  $B_{mn}$  les sous-supports rectangulaires disjoints des fonctions définies par l'équation II.19. Puisque les supports spectraux sont disjoints, à l'intérieur du support  $B_{mn}$ , tous les termes du dénominateur de l'équation (II.18) sont nuls excepté les termes correspondant à  $(m', n') = (m, n)$ . D'autre part, en dehors du support  $B_{mn}$ , le numérateur est nul. On a donc :

$$\hat{h}_{m,n}(u, v) = \begin{cases} \frac{\hat{f} \left( \frac{u + 2\pi m}{R}, \frac{v + 2\pi n}{S} \right)}{\hat{f} \left( \frac{u + 2\pi m}{R}, \frac{v + 2\pi n}{S} \right)} = 1 & \text{dans } B_{mn} \\ 0 & \text{en dehors de } B_{mn} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

À partir de la réponse fréquentielle des filtres décrite dans l'équation (II.21), on peut déduire que le spectre  $\hat{C}(u, v)$  peut être vu comme la version sous-échantillonnée d'une impulsion unitaire filtrée, où le filtre  $\hat{h}_{m,n}(u, v)$  a une réponse fréquentielle rectangulaire comme le montre la figure II.11. En d'autres termes, la corrélation de phase mène à un noyau de Dirichlet 2D sous-échantillonné, lequel peut être approximé par une fonction en sinus cardinal 2D [Mas72].



**Figure II.11: Réponse du filtre  $\hat{h}_{m,n}(u, v)$  sous-échantillonné : a) spatial b) fréquentielle [For02]**

Avec l'équation (II.21), on peut écrire l'équation (II.17) sous forme :

$$\hat{C}(x, y) = \frac{\sin(\pi(Rx - t_x)) \cdot \sin(\pi(Sy - t_y))}{\pi(Rx - t_x) \cdot \pi(Sy - t_y)} \quad (\text{II.22})$$

En général, la corrélation de phase donne un seul pic cohérent à la position des coordonnées du vecteur de translation. Cependant, dans les cas d'images sous-échantillonnées, la corrélation de phase contient plusieurs pics dont les plus importants sont proches les uns des autres.

La puissance du signal est généralement concentrée dans un pic principal des coordonnées  $(x_p, y_p)$ , et deux pics secondaires avec des coordonnées  $(x_s, y_p)$  et  $(x_p, y_s)$  tel que  $x_s = x_p \pm 1$  et  $y_s = y_p \pm 1$ . En utilisant ces trois points, on peut trouver les décalages subpixel suivant l'axe  $x$  et  $y$ .

Commençons par le calcul du déplacement selon  $x$ . Si on applique l'équation (II.22) au pic secondaire  $(x_s, y_p)$  et au pic principal  $(x_p, y_p)$ , on obtient donc :

$$C(x_s, y_p) = \frac{\sin(\pi(Rx_s - t_x)) \cdot \sin(\pi(Sy_p - t_y))}{\pi(Rx_s - t_x) \cdot (\pi(Sy_p - t_y))} \quad (\text{II.23})$$

$$C(x_p, y_p) = \frac{\sin(\pi(Rx_p - t_x)) \cdot \sin(\pi(Sy_p - t_y))}{\pi(Rx_p - t_x) \cdot (\pi(Sy_p - t_y))} \quad (\text{II.24})$$

En divisant l'équation (II.23) par (II.24), on obtient :

$$\frac{C(x_s, y_p)}{C(x_p, y_p)} = \frac{\sin(\pi(Rx_s - t_x)) \cdot \pi(Rx_p - t_x)}{\sin(\pi(Rx_p - t_x)) \cdot \pi(Rx_s - t_x)} \quad (\text{II.25})$$

Dans l'équation (II.25), on remarque que  $\frac{\sin(\pi(Rx_s - t_x))}{\sin(\pi(Rx_p - t_x))} = \pm 1$ , alors on a

$$\pm C(x_s, y_p)(Rx_s - t_x) = C(x_p, y_p)(Rx_p - t_x)$$

$$R(C(x_s, y_p)x_s \pm C(x_p, y_p)x_p) = t_x(C(x_s, y_p) \pm C(x_p, y_p)) \quad (\text{II.26})$$

Ce qui donne enfin :

$$\Delta x = \frac{t_x}{R} = \frac{C(x_s, y_p)x_s \pm C(x_p, y_p)x_p}{C(x_s, y_p) \pm C(x_p, y_p)} \quad (\text{II.27})$$

Où  $\Delta x$  est le déplacement sous-pixellique selon l'axe x. Notons qu'aucune connaissance de facteur sous-échantillonnage n'est nécessaire puisque l'expression de  $\Delta x$  ne dépend pas de R.

On constate également que  $\Delta x$  possède deux solutions. Cette ambiguïté est due à la forme isotrope de  $(x, y)$ . Cependant, on peut facilement identifier la bonne solution puisqu'elle est dans l'intervalle  $[x_p, x_s]$  dans le cas où  $x_s = x_p + 1$  et dans l'intervalle  $[x_s, x_p]$  dans le cas où  $x_s = x_p - 1$ .

De la même manière, on peut trouver, le déplacement sous-pixellique  $\Delta y$  selon l'axe y. Son expression est donnée par :

$$\Delta y = \frac{t_y}{S} = \frac{C(x_p, y_s)y_s \pm C(x_p, y_p)y_p}{C(x_p, y_s) \pm C(x_p, y_p)} \quad (\text{II.28})$$

Comme pour la méthode de corrélation de phase, la méthode de corrélation croisée possède une extension en version subpixillique. Dans la suite, nous présenterons les principales méthodes de corrélation croisée subpixillique.

#### 4.2. Corrélation croisée subpixellisé : Méthode de zero padding et FFT

La méthode de recalage la plus traditionnelle pour aligner des images avec des décalages en sous-pixels est basée sur la transformée de Fourier rapide. Cette méthode présente une excellente robustesse contre le bruit et une simplicité de mise en œuvre.

Supposons un couple d'images  $(I(x, y)$  et  $J(x, y))$  de dimensions  $M \times N$ , et qui ne diffèrent que par un décalage  $(t_x, t_y)$  non entier suivant l'axe x et y. Soit  $\hat{F}_1(u, v)$  et  $\hat{F}_2(u, v)$  les transformées de Fourier discrètes des images  $I(x, y)$  et  $J(x, y)$ . On peut exprimer la corrélation croisée entre les images est donnée par :

$$r_{I,J}(t_x, t_y) = \sum_{x,y} I(x, y) * J(x, y) = \sum_{u,v} \hat{F}_1(u, v) \hat{F}_2^*(u, v) e^{i2\pi(\frac{u*t_x}{M} + \frac{v*t_y}{N})} \quad (\text{II.29})$$

Pour trouver le décalage  $(t_x, t_y)$  au moyen de l'approche de FFT avec un facteur de sous-échantillonnage k donné, on applique les étapes suivantes :

- Calcul des transformées de Fourier discrètes  $\hat{F}_1(u, v)$  et  $\hat{F}_2(u, v)$  des images  $I(x, y)$  et  $J(x, y)$ .
- Calcul de produit de  $\hat{G}(u, v) = \hat{F}_1(u, v) * \hat{F}_2^*(u, v)$ , suivi d'une opération qui consiste à compléter par des zéros la matrice  $\hat{G}(u, v)$  de façon à lui donner une nouvelle dimension  $(kM, kN)$ . Cette opération est appelée « complétion de zéros » (Zero-padding en anglais). Elle a pour rôle d'augmenter le nombre de points d'analyse afin d'augmenter la précision spectrale.
- Calcul de la FFT inverse afin d'obtenir la corrélation croisée subpixillique et localiser son pic.

Le recalage par FFT donne des résultats précis. Cependant, sa complexité de calcul et ses énormes besoins en mémoire rendent difficile son application, même pour des images de petites dimensions avec des facteurs de sur échantillonnage faibles.

Le mathématicien Manuel Guizar–Sicairos a développé une méthode astucieuse pour résoudre les limites de cette méthode.

#### 4.3. Corrélation croisée subpixelisée : Méthode de Guizar

Manuel Guizar-Sicairos a développé une méthode de calcul optimisée en 2008 afin de recalibrer des images par une translation en sous unités de pixels [Gui08]. Sa méthode permet de recalibrer des images avec la même précision que celle obtenue par l'approche zéro padding et FFT mais avec une énorme réduction du temps de calcul et de besoins en mémoire.

En effet, l'approche FFT habituelle provoque un énorme gaspillage de mémoire et de temps de traitement car elle doit traiter toute la matrice de dimensions sur échantillonnée par le zéro padding. Afin surmonter cette limitation de performance, deux étapes sont proposées par l'algorithme de Guizar pour améliorer l'efficacité de recalage :

Dans une première étape, on cherche une estimation de l'emplacement du pic de corrélation croisée entre deux images en utilisant l'approche FFT habituelle avec un facteur de sur échantillonnage égale à 2.

Dans la deuxième étape, on recherche plus de précision sur le pic en menant les calculs dans une petite fenêtre de 1.5 pixels\*1.5 pixels autour de l'estimation initiale au moyen de la DFT au lieu de FFT. Pour cela, Guizar utilise l'implémentation DFT pour obtenir une version sur-échantillonnée de la corrélation croisée dans cette fenêtre autour de l'estimation initiale sans utiliser le zero padding. Ce processus est implémenté en réécrivant l'équation II.29 en tant que produit de trois matrices des dimensions (1.5k, M) ; (M, N) et (N,1.5k) comme suit :

$$r_{I,J}(t_x, t_y) = \sum_v \left[ e^{i2\pi \left( \frac{t_y v}{N} \right)} \right]_{1.5k * M} \sum_{u,v} [\hat{F}_1(u, v) \hat{F}_2^*(u, v)]_{M * N} \sum_u \left[ e^{i2\pi \left( \frac{t_x u}{N} \right)} \right]_{N * 1.5k}$$

$$= A_{1.5k * M} * B_{M * N} * C_{N * 1.5k}$$
(II.30)

La recherche du pic est effectuée sur la matrice de sortie de taille (1.5k,1.5k).

Afin d'évaluer la qualité du recalage entre les images, Guizar utilise l'erreur quadratique moyenne normalisée E (normalized root-mean-square error (NRMSE) en anglais). Cet estimateur est le plus courant en matière de métrique de mesure de la qualité de recalage d'image. Il est invariant à différentes combinaisons d'effets: la multiplication de l'image par une constante réelle ou complexe, l'ajout d'une constante. Mathématiquement, l'erreur quadratique moyenne normalisée entre I (x, y) et J (x, y) est donnée par :

$$E = \sqrt{1 - \frac{\max_{t_x, t_y} |r(t_x, t_y)|^2}{\sum_{x,y} |I(x, y)|^2 \sum_{x,y} |J(x, y)|^2}}$$
(II.31)

Le NRMSE est compris entre 0 et 1. Si la valeur est proche de 0, les 2 images sont très similaires alors que si sa valeur est proche de 1, les 2 images sont très différentes.

Dans la suite du chapitre nous avons comparé les deux méthodes de recalage subpixelique par corrélation de phase et corrélation croisée afin de déterminer la méthode la plus précise. Puis dans une seconde partie nous évaluerons l'effet de cette méthode sur les mesures par thermoréflectance.

## 5. Application des méthodes de recalage par corrélation subpixelisé en thermoréfectance

### 5.1. Problématique relative aux mesures par thermoréfectance

Les mesures thermiques par thermoréfectance mesurent une variation de température entre un état chaud et un état froid. L'évolution thermique d'un pixel de l'image est obtenue par un calcul entre ces images « chaudes » et « froides ». Il est très important que les images se superposent parfaitement avant calcul de manière à éviter toute erreur de mesure.

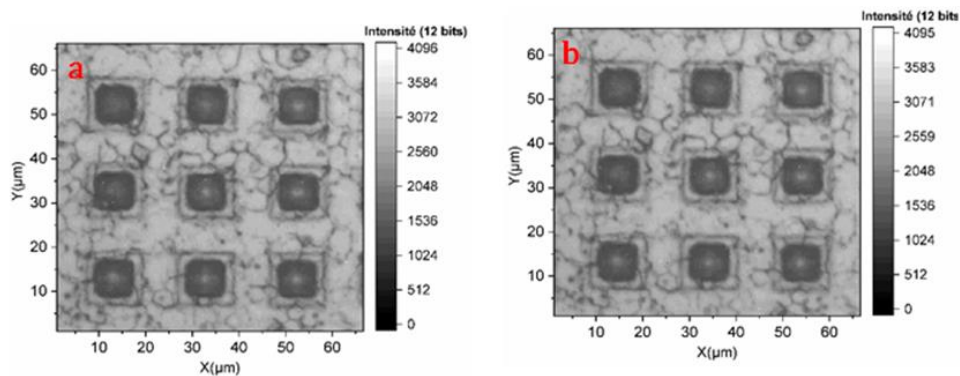
De manière à mettre en évidence la problématique du mouvement des images au cours des cycles sur les mesures, nous avons effectué des mesures statiques de variation de réflectivité par thermoréfectance sur la métallisation d'émetteur d'un IGBT packagé dans un module, en utilisant la méthode 4 buckets. Le composant a été polarisé avec une excitation sinusoïdale sur la tension du collecteur-émetteur  $V_{ce}$  à différentes amplitudes de la forme (II.32) et un  $V_{ge} = 8,5$  V fixe. La fréquence d'excitation  $f$  a été fixée à 0,625 Hz en raison de l'inertie thermique du packaging et dans le but d'avoir une variation de température sinusoïdale qui suit l'excitation électrique sinusoïdale.

$$V_{ce} = \frac{V_{cemax} * (1 + \cos(2\pi ft))}{2} \quad (II.32)$$

Les mesures ont été réalisées à la longueur d'onde de 620+/-30 nm avec un objectif de grossissement x50. Afin d'augmenter le rapport signal sur bruit de nos mesures, nous avons moyenné les mesures sur 450 cycles.

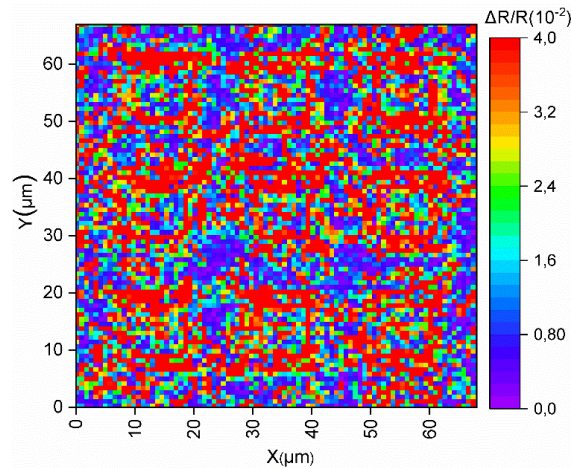
Au cours de nos mesures, nous avons observé que les images optiques présentaient un déplacement périodique synchronisé avec l'excitation électrique appliquée au composant. En augmentant l'amplitude de l'excitation électrique, nous avons remarqué que les déplacements augmentaient également.

La figure II.12 présente un exemple de deux images optiques issues d'un même cycle de l'expérience de 4 buckets. En comparant ces images, nous observons un décalage entre les deux images.



**Figure II.12: Images optiques obtenues sur la métallisation d'émetteur de IGBT pendant l'expérience de 4 buckets et présentant un décalage en x et y**

La figure II.13 présente l'image de thermoréfectance associée à cette mesure et obtenue pour une puissance dissipée de 40 W ( $V_{ce} = 2$  V et  $I_{ce} = 12.5$  A). On remarque des contours rouges autour des cellules élémentaires. À première vue, les contours rouges dans l'image de thermoréfectance  $\Delta R/R$  pourraient être interprétés comme un effet thermique. Cependant à cause de la non-superposition des images, ces halos sont en réalité des artefacts de mesure. Ils sont dus au fait que pour certains pixels de la caméra, une zone sombre de la surface de la métallisation peut coïncider avec une zone plus claire d'une image à l'autre image à cause du mouvement des images au cours des mesures. On obtient ainsi une augmentation locale fictive de la variation de réflectivité lors du calcul par la méthode de 4 buckets.



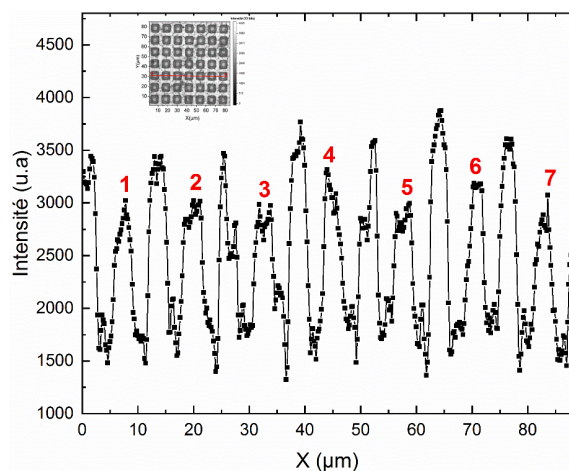
**Figure II.13: Image de thermoréfectance obtenue sur la métallisation d'émetteur d'IGBT à une puissance 40 W**

Ces artefacts faussent les mesures thermiques. Pour pallier ce problème, il faut appliquer un algorithme de recalage afin d'aligner l'ensemble des images à une image de référence avant le calcul de la variation de réflectivité par la formule du 4 buckets. Le choix de la méthode de recalage dépend de la nature de la transformation, nous allons dans un premier temps identifier la nature des transformations subies par les images lors de l'injection de puissance dans le composant.

## 5.2. Nature de la transformation subie par les images sous injection de puissance

Au cours de nos mesures par 4 buckets, nous avons constaté que l'ensemble du champ des images se déplaçait en même temps signe que la transformation subit par nos images appartient au domaine rigide.

Nous avons cherché à identifier l'origine de ce mouvement afin de voir si nos surfaces subissaient des déformations locales inhomogènes en raison des dilatations thermiques au niveau du module IGBT. Pour cela, nous avons mesuré la largeur de 7 cellules consécutives sur des images issues de différentes mesures de 4 buckets réalisées à différentes puissances injectées. Ces puissances avaient été injectées dans le composant d'IGBT afin d'obtenir différentes variations de température dans le module et ont engendré des mouvements de plus en plus importants de la surface du composant. La figure II.14 présente le profil en intensité mesuré sur 7 cellules pour une puissance injectée de 25 W ( $\Delta T = 6.7^\circ\text{C}$ ).



**Figure II.14: profil en intensité de 7 cellules obtenu sur une image de la métallisation d'IGBT issue d'une expérimentation de 4 buckets réalisées à une puissance 25 W ( $\Delta T = 6.7^\circ\text{C}$ )**

On peut apprécier la position et la largeur des cellules grâce au contraste en intensité entre le flanc des cellules et leur centre. Nous avons réalisé ces mesures pour 4 variations de température. Les largeurs de ces 7 cellules en fonction de la variation de la température sont présentées dans le tableau II.2. Nous constatons que la largeur des 7 cellules d'IGBT reste constante indépendamment de la variation de température. Ces résultats indiquent l'absence de dilatation sur la métallisation de surface. Les mouvements de la surface seraient dus aux dilatations thermiques des couches qui se situent en dessous de la métallisation. Ces dilatations entraînent une translation de la métallisation du composant.

$\Delta T$ (°C)	Largeur de 7 cellules ( $\mu\text{m}$ )
0,9	85
4,1	85
6,7	85
10,4	85

**Tableau II.2: Mesure de la largeur de 7 cellules élémentaires de l'IGBT en fonction de  $\Delta T$**

Ces résultats ont également été confirmés en portant les surfaces à des températures allant de 20°C à 120°C à l'aide de la cellule Linkam PE120 (cf. tableau II.3).

T (°C)	Largeur de 7 cellules ( $\mu\text{m}$ )
20	85
40	85
80	85
120	85

**Tableau II.3: Mesure de la largeur de 7 cellules élémentaires de l'IGBT en fonction de la température**

Les mouvements de nos surfaces peuvent ainsi être décrits par des translations homogènes sur l'ensemble des images. Les méthodes de recalage subpixellisé de Guizar et de Foroosh sont donc parfaitement adaptées à nos images. Dans la suite, nous allons déterminer l'algorithme de recalage qui donne les meilleurs résultats dans le cadre de nos mesures par thermoréfectance.

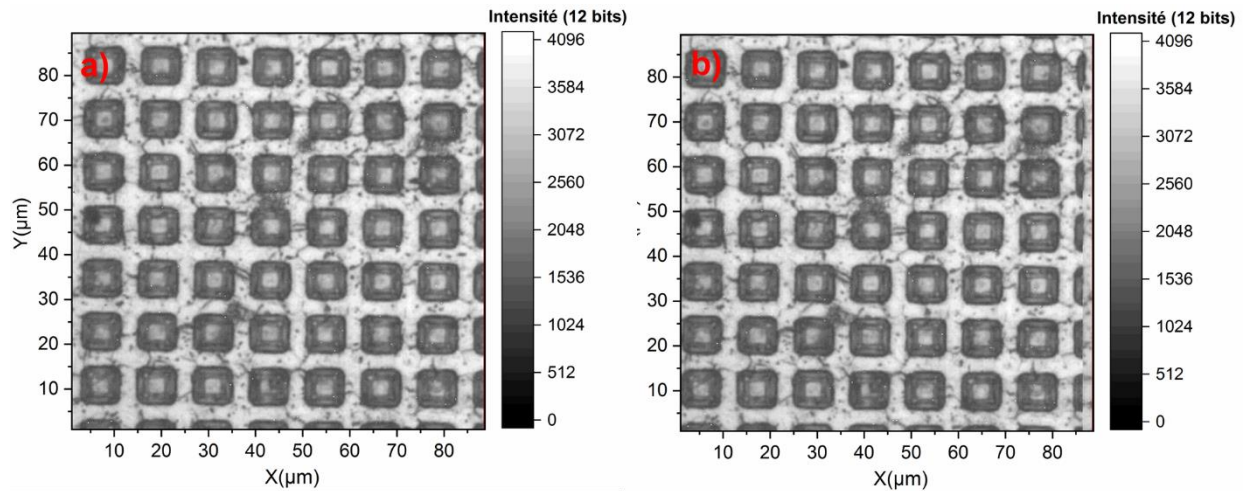
### 5.3. Estimation de la translation entre les images

Dans cette section, notre objectif est d'évaluer la qualité du recalage des deux méthodes de recalage subpixellisé développé sous Matlab sur les images. Dans un premier temps, nous avons appliqué ces méthodes de recalage sur des images identiques en champ et en intensité (cas idéal : images simplement translatées), puis sur des images issues d'expérience de mesure par thermoréfectance alliant décalage, changement de champ et variation d'intensité. Le but du cas idéal est de tester les performances de ces deux algorithmes en termes de fonctionnement et fiabilité et avoir une référence. Dans la suite, nous présenterons les résultats obtenus.

#### a) Images identiques en intensité et en champ

Nous avons décalé une image de métallisation d'émetteur de  $t_x=10,22$  pixels et  $t_y=2,15$  pixels suivant les directions x et y (cf. figure II.15). Le déplacement a été réalisé en appliquant une phase linéaire sur les transformées de Fourier de l'image de référence. Lors de ce décalage, la partie de l'image sortant du cadre est réinjectée du côté opposé de l'image de manière à conserver le champ de l'image.





**Figure II.15: a) Image de référence, b) image traduite par un vecteur de  $t_x = 10,22$  pixels et  $t_y = 2,15$  pixels**

Nous avons ensuite déterminé les coordonnées de translation à appliquer à l'image II.15b afin de la superposer à l'image II.15a par la méthode de Guizar et de Foroosh. Pour la méthode de Guizar, nous avons choisi un pas 100 comme facteur de sous-échantillonnage de manière à approximer au mieux le décalage imposé. Le tableau II.4 présente les coordonnées de translations ( $t_x$ ,  $t_y$ ) obtenues pour les deux cas de recalage.

Coordonnées de translations ( en pixels)	Méthode de Guizar (pas 100)	Méthode de Foroosh
$t_x$	10,22	10,22
$t_y$	2,15	2,15

**Tableau II.4 : Extraction des coordonnées de translation sous Matlab par les deux méthodes de recalage**

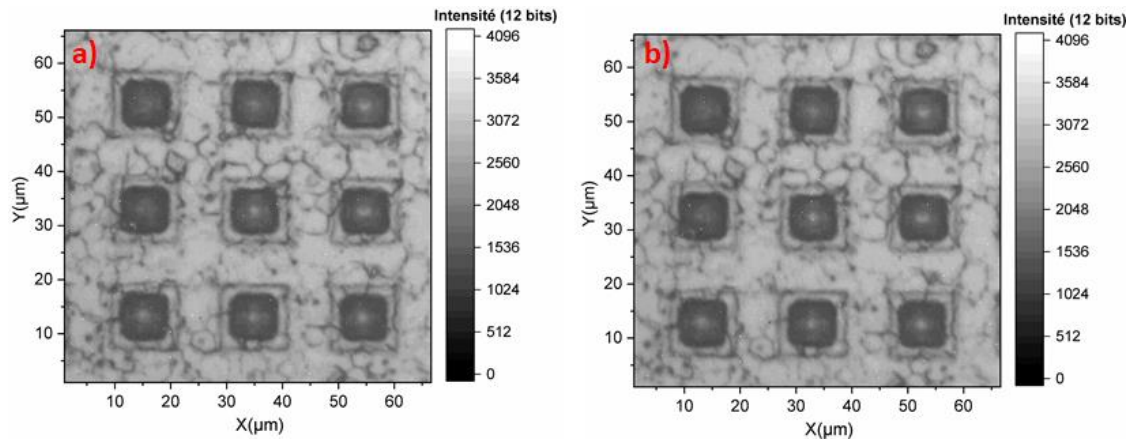
On constate que les deux méthodes de recalage donnent exactement les résultats attendus. Les deux méthodes fonctionnent parfaitement dans le cas d'une image traduite sans modification d'intensité et ou d'information.

#### **b) Images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets**

Nous avons choisi deux images issues d'une mesure de thermoréfectance par mesure 4 buckets réalisée à une puissance de 40 W. Les images ont été choisies de manière à avoir un décalage important entre les images.

La figure II.16 présente ces deux images. On constate que le décalage a eu lieu suivant les directions x et y décroissants et avec un déplacement plus important suivant l'axe des x.

D'après la convention adoptée à la formule (II.11), les coordonnées de déplacement selon les 2 axes devraient être positives ( $t_x > 0$ ,  $t_y > 0$ ) avec un déplacement selon l'axe x plus important que celui selon l'axe y ( $t_x \gg t_y$ ).



**Figure II.16: Images optiques obtenues sur la métallisation d'émetteur de IGBT avec l'objectif x50 : a) Image de référence, b) Image tradatée**

Nous avons appliqué les deux algorithmes de recalage aux images de la figure II.16. Les coordonnées de translations ( $t_x$ ,  $t_y$ ) obtenus sont présentées dans le tableau II.5.

	Méthode de Guizar (pas 100)	Méthode de Foroosh
$t_x$ ( en pixels)	10.22	9.37
$t_y$ ( en pixels)	2.15	1.12
Temps de calcul en seconde	0,2	0,2

**Tableau II.5: Extraction des coordonnées de translation sous Matlab par les deux méthodes de recalage**

Les deux méthodes donnent des résultats cohérents avec la translation observé ( $t_x > 0$ ,  $t_y > 0$  et  $t_x \gg t_y$ ). Cependant on remarque des différences au niveau des valeurs de translations. Ces différences sont de 1,13 pixels suivant l'axe de x et 1,03 pixels suivant l'axe de y. Elles témoignent qu'une méthode de recalage est mieux adaptée à nos mesures. Il est nécessaire d'identifier la méthode qui offre le plus de précision sur le vecteur de translation afin d'obtenir les mesures les plus fines sur nos images thermiques et notamment dans les zones à contraste inhomogène.

Afin de faire ce choix, nous avons appliqué des facteurs de qualité que nous décrirons dans la suite.

## 6. Choix de la méthode de recalage

### 6.1. Critères d'évaluation de la meilleure méthode : Facteurs de qualité

Une méthode de recalage ne peut pas être considérée comme un outil performant avant d'avoir été validée de manière rigoureuse. Pour ce faire, des facteurs de qualité doivent être appliqués afin de comparer les images recalées à l'image de référence. Ces facteurs permettent d'évaluer le degré de précision ainsi que les limites d'une méthode.

Dans notre cas, nous avons utilisé les facteurs de qualité suivants :

- L'intensité moyenne de manière à vérifier la conservation des intensités après du recalage.
- La soustraction d'images afin de comparer une image recalée à l'image de référence et localiser les zones où le recalage à mal été effectué.

- La moyenne de la norme des images soustraites de manière à apprécier quantitativement l'erreur dans le recalage.

### 6.1.1. Intensité moyenne

La moyenne de l'intensité d'une image correspond à la moyenne de toutes les valeurs de chaque pixel de cette image. Soit  $I(x, y)$  une image de dimensions  $M \times N$ , alors la moyenne des intensités de cette image est donnée par :

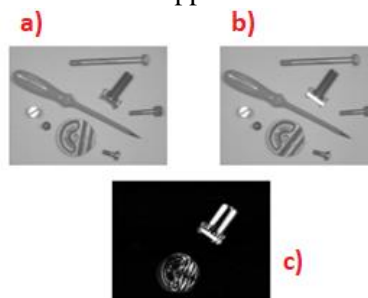
$$\text{Moyenne des intensités de } I(x, y) = \frac{\sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} I_{ij}(x, y)}{M \times N} \quad (\text{II.33})$$

Avec  $i, j \in [0, M - 1] \times [0, N - 1]$ .

Dans notre cas, il est essentiel que l'intensité moyenne d'une image et de sa version recalée se conserve. Un changement dans l'intensité engendrerait des erreurs sur les mesures thermiques basées sur ces intensités.

### 6.1.2. Soustraction d'images

La soustraction d'images est une approche de validation visuelle des résultats des méthodes de recalage. Elle est basée sur la différence entre les niveaux de gris des deux images à comparer. Un exemple de la soustraction d'images est présenté en figure II.17. On constate que dans l'image soustraite II.17c, seuls les objets qui ont subi un mouvement apparaissent en blanc.



**Figure II.17: Exemple d'une soustraction de deux images mettant en évidence la différence entre les images [Ima20]**

La soustraction d'images détecte un changement entre deux images. Soit  $I(x, y)$  et  $J(x, y)$  deux images de dimensions  $M \times N$ , alors l'expression mathématique de la soustraction de  $K_{ij}(x, y)$  entre les deux images est donnée par :

$$\forall i, j \in [0, M - 1] \times [0, N - 1], \text{ on a : } K_{ij}(x, y) = I_{ij}(x, y) - J_{ij}(x, y) \quad (\text{II.34})$$

Elle peut être avec et sans valeur absolue.

La soustraction d'images sans valeur absolue permet d'évaluer quantitativement les déplacements/recalage entre les images et de préciser les directions de déplacements entre les images.

La soustraction d'images avec valeur absolue permet d'évaluer qualitativement les déplacements/recalage entre les images. Elle permet d'avoir plus de précision sur l'idée générale du déplacement.

Dans le cas idéal, la valeur absolue de la soustraction conduit à des valeurs d'intensité de pixels différentes de 0 dans les pixels de l'image où le mouvement a eu lieu et à zéro ailleurs (image noire).

### 6.1.3. Moyenne des valeurs absolues des intensités des images soustraites

La moyenne des valeurs absolues des intensités des images soustraites est utilisée lorsque les différences en recalage entre les méthodes sont minimales et que les différences ne sont pas mises en valeurs sur les images soustraites.

Ce critère est calculé en soustrayant chaque pixel de l'image recalée à celui correspondant à l'image de référence, puis en calculant la moyenne des valeurs absolues des pixels soustraits. Mathématiquement, la valeur absolue de la moyenne de la soustraction  $K_{moy}$  entre  $I(x, y)$  et  $J(x, y)$  est donnée par :

$$\forall i, j \in [0, N - 1] \times [0, M - 1], \text{ on a } K_{moy} = \frac{\sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{N-1} |I_{ij}(x,y) - J_{ij}(x,y)|}{MXN} \quad (\text{II.35})$$

Trois cas se distinguent :

- Moyenne de  $|Image\ recalée - Image\ référence| > Moyenne\ de\ |Image\ translatée - Image\ référence|$ , alors le recalage s'est mal effectué.
- Moyenne de  $|Image\ recalée - Image\ référence| < Moyenne\ de\ |Image\ translatée - Image\ référence|$ , alors le recalage s'est bien effectué. De plus, plus la valeur est faible (proche de 0) et meilleur le recalage a été réalisé.
- Moyenne de  $|Image\ recalée - Image\ référence| = 0$ , alors le recalage est parfait.

Ces facteurs de qualités ont été appliqués aux cas des images identiques décalées et aux cas des images de mesures expérimentales par thermoréflexance.

## 6.2. Application pratique de facteur des qualités sur les images

### 6.2.1. Moyenne des intensités d'images

Afin d'étudier l'effet du recalage sur les intensités, nous avons calculé les moyennes des intensités des différentes images avant et après recalage. Les calculs des intensités ont été effectués dans le cas des images identiques en intensité et en champ (cf. figure II.15) et dans le cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets (cf. figure II.16). Les différentes valeurs obtenues sont répertoriées dans le tableau II.6.

#### a) Images identiques en intensité et en champ

Type d'image	Intensité moyenne
Référence	2487,9
Translatée (image à recaler)	2487,9
Recalée par Guizar	2487,9
Recalée par Foroosh	2487,9

#### b) Images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets

Type d'image	Intensité moyenne
Référence	2397,1
Translatée (image à recaler)	2400,5
Recalée par Guizar	2400,5
Recalée par Foroosh	2400,5

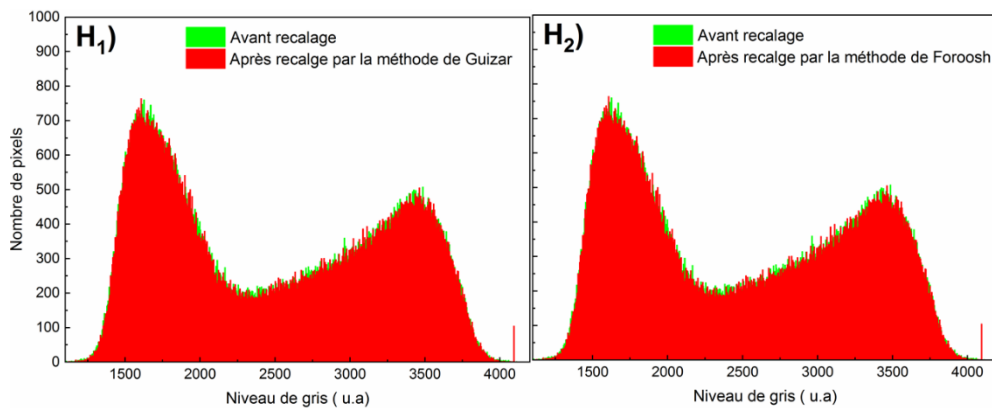
**Tableau II.6: Moyenne des intensités obtenues avant et après le recalage : a) Images identiques en intensité et en champ, b) Images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets**

Dans le cas des images identiques en intensité et en champ, on constate que l'intensité moyenne de l'image translaturée est égale à celle de l'image de référence. Cela montre que le décalage effectué sur l'image de référence n'a pas d'influence sur l'intensité globale de l'image.

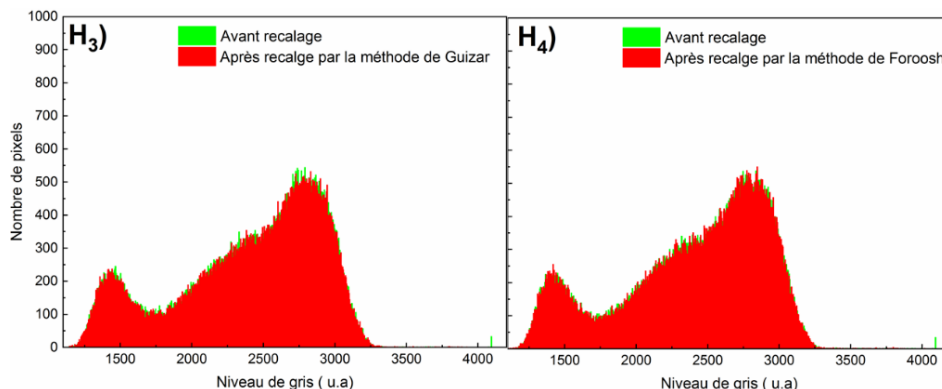
Dans le cas des images le cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets, on constate que l'intensité moyenne de l'image translaturée est supérieure à celle de l'image de référence car les deux images sont issues d'un instant différent et elles sont prises pour des températures différentes.

On constate que l'intensité moyenne des images reste constante après recalage dans les deux cas et pour les deux types de recalage. Le recalage par les deux méthodes n'influe pas sur les intensités moyennes des images. Cette condition est obligatoire sachant que les mesures de températures sont basées sur les intensités des images. Une modification des intensités entrainerait des erreurs au niveau des calculs de réflectivité.

Nous avons examiné les variations d'intensité au niveau des pixels. Pour ce faire, nous avons tracé l'histogramme de l'image avant et après recalage. Cet histogramme permet de représenter la distribution de pixels en fonction du niveau de gris. Les figures II.18 et II.19 présentent les histogrammes obtenus dans le cas des images identiques en intensité et en champ et dans le cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets avant et après le recalage par les deux méthodes.



**Figure II.18: Histogrammes de images identiques en intensité et en champ obtenus avant et après le recalage : H<sub>1</sub>) par la méthode de Guizar, H<sub>2</sub>) par la méthode de Foroosh**



**Figure II.19: Histogrammes des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets obtenus avant et après le recalage : H<sub>3</sub>) par la méthode de Guizar, H<sub>4</sub>) par la méthode de Foroosh**

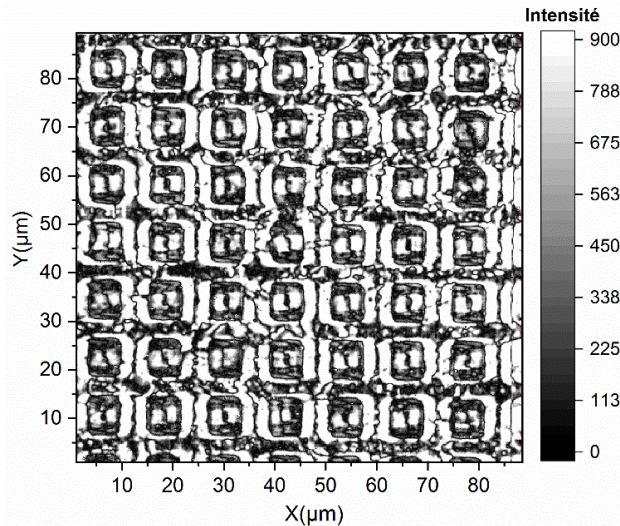
Dans les cas « des images identiques en intensité et en champ » et « des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets », on constate que les plages de contraste restent identiques et que les histogrammes sont très légèrement modifiés après le recalage par les deux méthodes. Ces légères modifications dans les histogrammes s'expliquent par le fait qu'un recalage subpixel modifie l'intensité des pixels en une combinaison des intensités de ces pixels voisins.

Dans le but d'évaluer quantitativement la qualité des recalages nous avons calculé la soustraction d'image entre l'image recalée et l'image de référence.

### 6.2.2. Valeur absolue de la soustraction d'images

#### a) Cas des images identiques en intensité et en champ

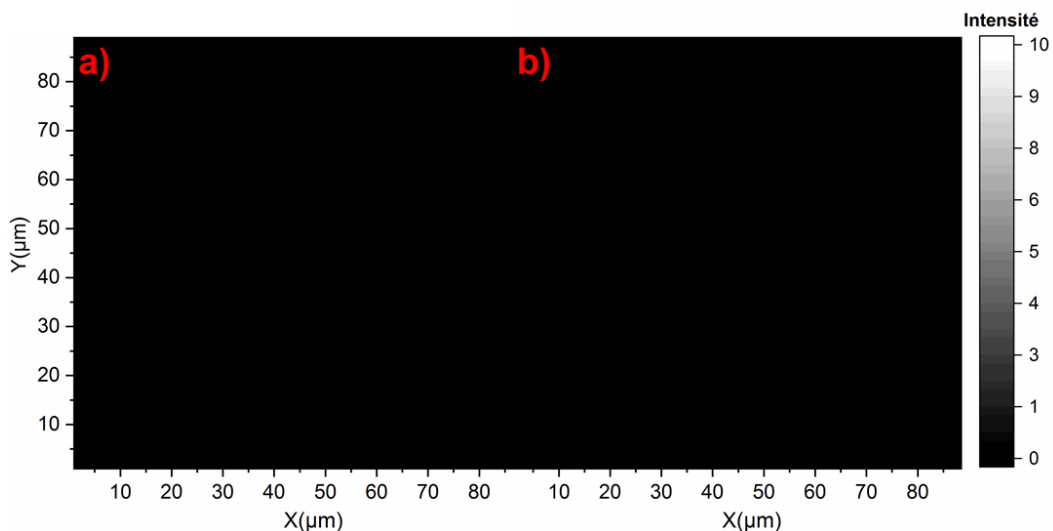
Nous avons appliqué la soustraction avec valeur absolue entre l'image à recaler et l'image de référence du cas des images identiques en intensité et en champ. La figure II.20 présente l'image soustraite obtenue.



**Figure II.20: Image obtenue après la soustraction avec valeur absolue entre l'image à recaler et l'image de référence dans le cas des images identiques en intensité et en champ**

La largeur des zones à forte intensité de l'image permet d'évaluer quantitativement le décalage entre l'image translaturée et l'image de référence. On constate des zones à forte intensité beaucoup plus larges suivant la direction x. Ces résultats sont en accord avec le décalage imposé à l'image.

Les images par soustraction obtenues après le recalage par la méthode de Guizar et par celle de Foroosh sont représentées respectivement dans la figure II.21a et II.21b.



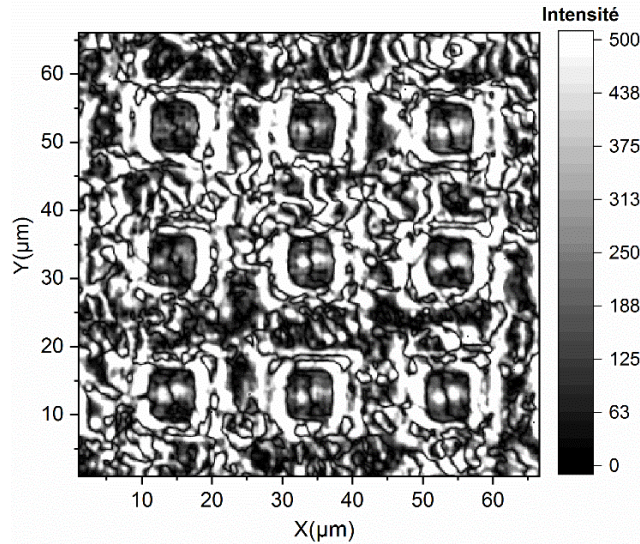
**Figure II.21: Images obtenues après la soustraction avec valeur absolue entre l'image à recaler et l'image de référence après recalage, a) par la méthode de Guizar, b) par la méthode de Foroosh**



On constate qu'après recalage, les zones à forte intensité ont totalement disparu dans les images soustraites. La soustraction avec valeur absolue a donné des valeurs nulles sur l'ensemble des pixels. Le recalage obtenu est parfait pour les deux méthodes.

**b) Cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets**

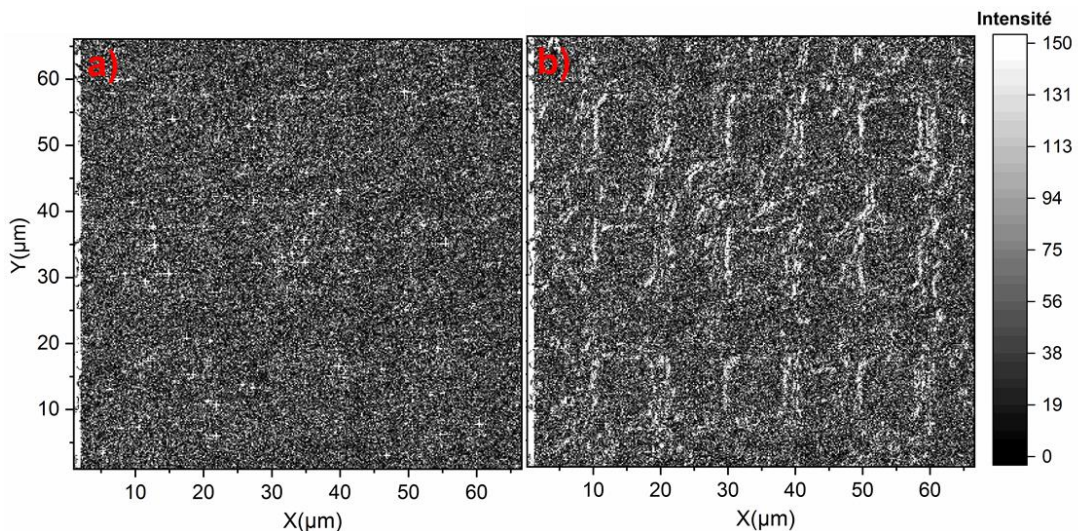
Nous avons calculé la valeur absolue de la soustraction entre l'image à recaler et l'image de référence du cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets. L'image obtenue par la soustraction est présentée sur la figure II.22.



**Figure II.22: Image obtenue après la soustraction avec valeur absolue entre l'image à recaler et l'image de référence dans le cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets**

La soustraction avec la valeur absolue met en évidence la quantité de déplacement selon l'axe x et y avec une quantité de déplacement plus important selon x que celui selon l'axe y ( $t_x \gg t_y$ ).

Les figure II.23 a, b représente respectivement les images soustraites avec valeur absolue obtenues après le recalage par la méthode de Guizar et par celle de Foroosh.



**Figure II.23: Images obtenues après la soustraction avec valeur absolue entre l'image à recaler et l'image de référence après recalage, a) par la méthode de Guizar, b) par la méthode de Foroosh**

La soustraction avec valeur absolue indique clairement que le recalage par Guizar est plus efficace que celui de Foroosh. On constate qu'il y a moins de zones à forte intensité sur l'image de soustraction obtenu avec la méthode de recalage de Guizar. L'image présente également un contraste global plus faible dans le cas de Guizar.

### 6.2.3. Valeur absolue de la moyenne des intensités des images soustraites

La valeur absolue de la moyenne des intensités des images soustraites a été calculée avant et après recalage. Les calculs de ce critère ont été effectués dans les cas des images identiques en intensité et en champ (cf. figure II.15) et le cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets (cf. figure II.16). Les valeurs obtenues sont répertoriées dans les tableaux II.7.

#### a) Cas des images identiques en intensité et en champ

Image soustraite	Intensité moyenne
Image translatée -Image référence	492.2
Image recalée par Guizar -Image référence	0
Image recalée par Foroosh -Image référence	0

#### b) Cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets

Image soustraite	Intensité moyenne
Image translatée -Image référence	316
Image recalée par Guizar -Image référence	63
Image recalée par Foroosh -Image référence	66

**Tableau II.7: valeurs absolues de la moyenne des intensités des images soustraites obtenus : a) cas des images identiques en intensité et en champ, b) cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets**

Dans le cas des images identiques en intensité et en champ, les résultats montrent que la valeur absolue de la moyenne de la soustraction entre l'image recalée et l'image de référence est nulle après le recalage. Le recalage est parfait avec les deux méthodes utilisées.

Dans le cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets, les résultats montrent que l'intensité moyenne de |Image recalée par Guizar -Image référence| est plus petite que celle de |Image recalée par Foroosh -Image référence|. Cela implique que le recalage par la méthode de Guizar est plus précis que celui par Foroosh.

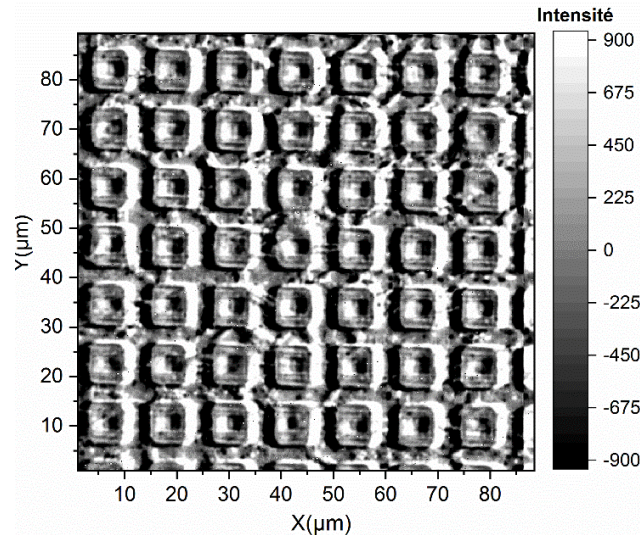
Dans certains cas il peut s'avérer utile d'avoir une information sur la direction du décalage. Il est alors nécessaire d'utiliser la soustraction d'image sous sa forme algébrisée.

### 6.2.4. Soustraction d'images sans valeur absolue

#### a). Cas des images identiques en intensité et en champ

Nous avons appliqué la méthode de soustraction d'images sans valeur absolue entre l'image à recaler et l'image de référence du cas des images identiques en intensité et en champ avant et après le recalage. L'image obtenue par la soustraction est présentée sur la figure II.24.

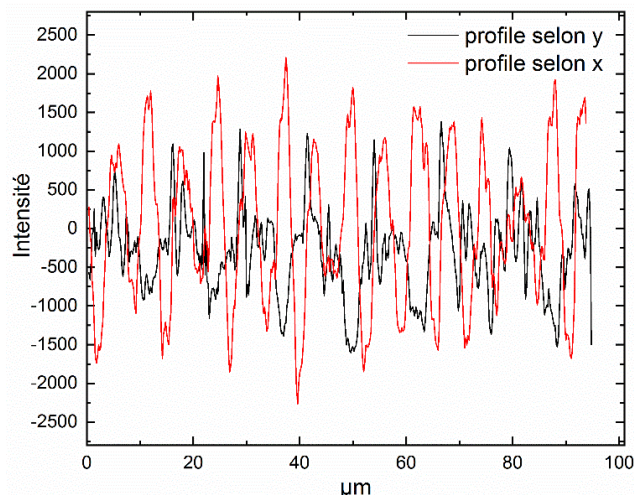




**Figure II.24: Image obtenue après la soustraction entre l'image à recaler et l'image de référence dans le cas des images identiques en intensité et en champ**

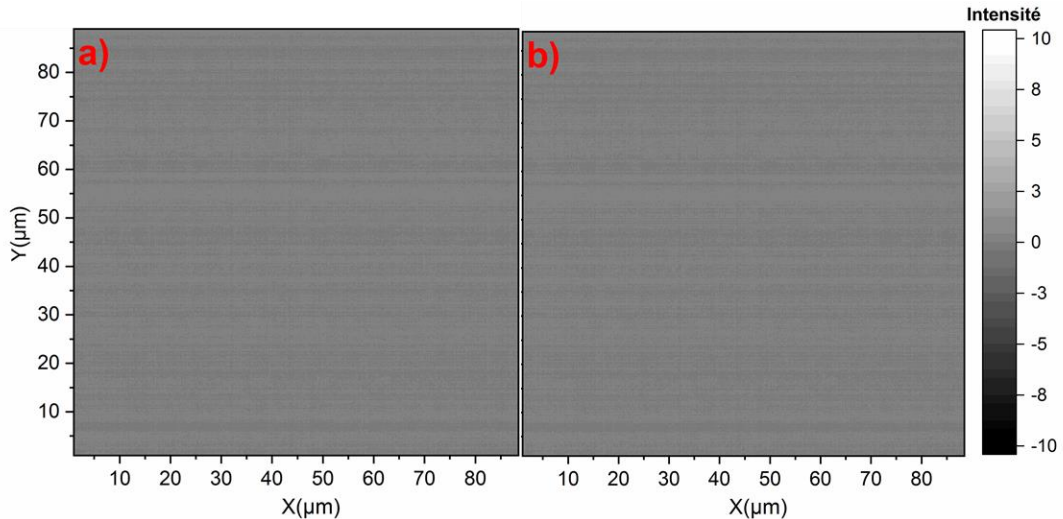
La largeur des zones blanches et/ou noires qui apparaissent sur le contour des cellules dans la figure II.24 permettent d'évaluer qualitativement les déplacements  $t_x$  et  $t_y$  et leurs directions entre l'image translattée et l'image de référence. Plus ces zones sont larges plus le déplacement est important. En regardant localement l'intensité de l'image soustraite, il est possible de déterminer grâce à la connaissance du contraste de l'image de référence, le sens des déplacements suivant l'axe x et y. Une zone sombre de l'image décalée qui se superpose à une zone claire de l'image de référence entraine une zone noire dans l'image soustraite et inversement.

Sur la figure II.24, on constate que la translation selon l'axe x se manifeste par la présence de zones claires à droite de la cellule. La translation selon l'axe y fait également apparaître des zones claires en haut de la cellule. Ces zones sont plus larges à droite des cellules qu'en haut. Ces résultats sont en accord avec les translations que nous avons appliquées ( $t_x > 0$ ,  $t_y > 0$  et  $t_x \gg t_y$ ). Une mesure de ces zones permet également de quantifier les déplacements en valeurs entières. La figure II.25 présente un profil suivant la direction x et y de l'image de soustraction entre l'image à recaler et l'image de référence dans le cas des images identiques en intensité et en champ.



**Figure II.25: Image obtenue après la soustraction entre l'image à recaler et l'image de référence dans le cas des images identiques en intensité et en champ**

Les figure II.26 a, b représente respectivement les images soustraites sans valeur absolue obtenues après le recalage par la méthode de Guizar et par celle de Foroosh.

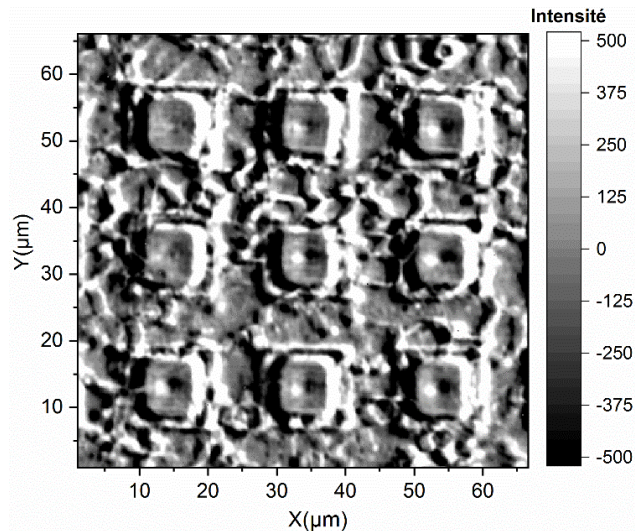


**Figure II.26: Images obtenues après la soustraction sans valeur absolue entre l'image à recaler et l'image de référence après recalage, a) par la méthode Guizar, b) par la méthode Foroosh**

On constate qu'après recalage, les zones blanches et/ou noires ont totalement disparu dans les images soustraites. On retrouve bien le même résultat de la soustraction d'image avec la valeur absolue.

**b). Cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets**

Nous avons calculé la soustraction sans valeur absolu entre l'image à recaler et l'image de référence du cas des images d'intensité et de champ différents issues de mesures 4 buckets. L'image obtenue par la soustraction est présentée sur la figure II.27.

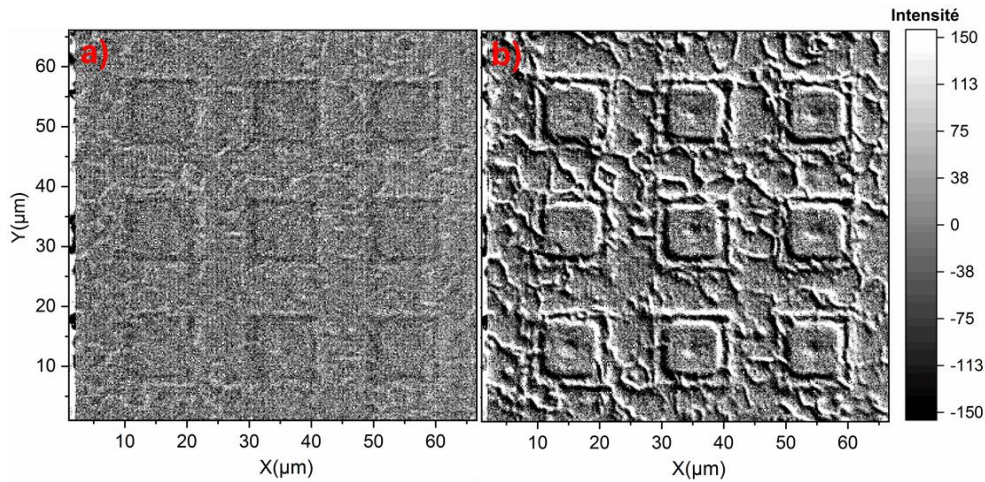


**Figure II.27: Image obtenue après la soustraction entre l'image à recaler et l'image de référence dans le cas des images d'intensités différentes de celles issues des manipes**

On constate des zones claires en haut et à droite de la cellule. Ces zones sont plus larges à droite des cellules qu'en haut. Cela montre que les déplacements ont été effectués dans le sens négatif des deux axes et qu'ils sont beaucoup plus importants suivant l'axe x ( $t_x \gg t_y$ ). Ces constatations sont en accord avec les translations trouvées le tableau II.5.

La figure II.28a, b représente respectivement les images soustraites sans valeur absolue obtenues après le recalage par la méthode de Guizar et par celle de Foroosh.





**Figure II.28: Images obtenues après la soustraction entre l'image recalée et l'image de référence a) recalage effectué par la méthode de Guizar, b) recalage effectué par la méthode de Foroosh**

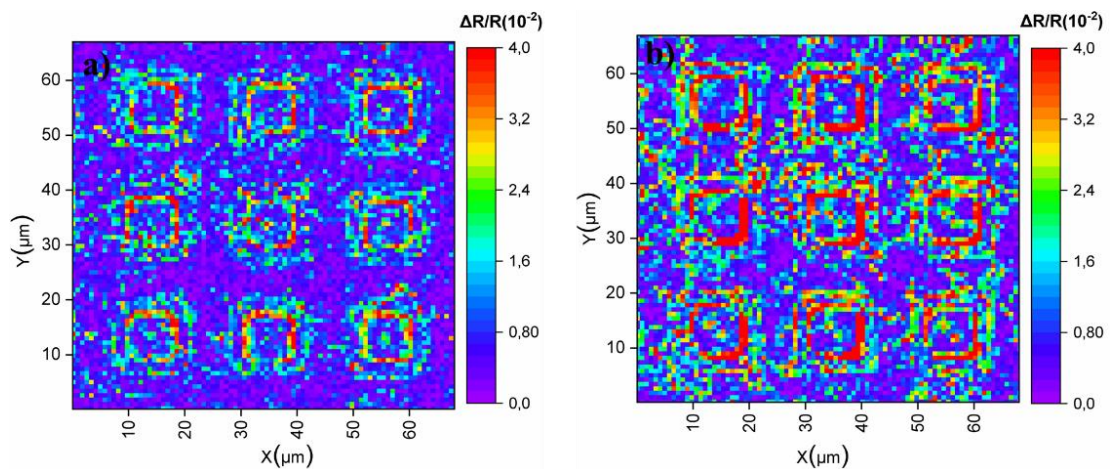
On constate que le recalage par la méthode de Guizar a été plus efficace que celui de Foroosh car l'image de soustraction est moins contrastée, les zones blanches et noires ont quasiment disparu autour de cellules. On constate également par la présence de ces contours sur l'image de soustraction relative à la méthode de Foroosh que le recalage n'a pas été suffisant suivant les directions x et y.

Afin de calculer les images de réflectivité, nous avons développé des programmes sous Matlab en se basant sur les algorithmes de Guizar et Foroosh qui permettent de recaler l'ensemble des images d'une expérience avant le calcul de l'image de réflectivité par la formule du 4 buckets. Dans la suite, nous présenterons les résultats obtenus par ces programmes.

### 6.2.3. Effet du recalage sur les images de réflectivité

L'étude des facteurs de qualité a montré que le recalage par la méthode de Guizar offre les meilleurs résultats. Afin de valider ce résultat au niveau des images thermiques, nous avons également calculé les images de réflectivité après le recalage de l'ensemble des images sur la même image de référence par les deux méthodes. Les images  $\frac{\Delta R}{R}$  ont été obtenues à partir de 450 cycles d'excitation et dans les conditions décrites dans la partie 5.1.

Les figures II.29 présentent les images de thermoréfectance en réflectivité obtenues sur la métallisation d'émetteur IGBT à un grossissement x50 après recalage par les méthodes Guizar et Foroosh.



**Figure II.29: Images de thermoréfectance obtenues sur la métallisation d'émetteur d'IGBT à une puissance de 25 W après recalage : a) par la méthode de Guizar, b) par la méthode de Foroosh**

Nous constatons que les larges contours rouges autour des cellules observées dans l'image de réflectivité sans recalage de la figure II.13 ont été énormément réduits. Ces contours sont encore moins marqués dans l'image obtenue par la méthode de Guizar. Ces résultats témoignent de l'importance du recalage dans les mesures thermiques par thermoréflexance. Le recalage à éliminer les artefacts dus au mouvement parasite de la surface lors des mesures. Une étude thermique calibrée sur la métallisation d'émetteur IGBT sera présentée dans le chapitre III.

Nous utiliserons dorénavant systématiquement la méthode de recalage développé par Manuel Guizar pour le recalage de nos images avant chaque calcul. Un dernier paramètre nécessite toutefois d'être défini de manière à optimiser le temps de calcul et la mémoire de nos programmes: le pas minimal de recalage de nos images.

Dans la partie suivante, nous procéderons à cette une étude.

## 7.Choix du pas de subpixellisation optimal avec Guizar

Comme nous l'avons vu précédemment, le décalage entre nos images peut ne pas correspondre à un pas entier de pixel. La méthode de recalage développé par Guizar impose de définir un pas de subpixellisation avant le calcul des coordonnées de recalage. Il est nécessaire de déterminer le pas de subpixellisation qui permettrait de recaler au mieux les images sans sur échantillonnés les calculs.

L'étude du pas de recalage optimal a été menée pour différentes amplitudes de mouvements de pixels. Pour cela, nous avons réalisés des mesures thermiques par la méthode 4 buckets sous deux objectifs différents x10 et x50 et en injectant deux puissances différentes 8 W et 25 W. Les variations moyennes de la température à la surface du composant ont été mesurées au moyen d'un capteur à cristal GaAs. Elles étaient de 1,9 °C pour la puissance 8 W et de 4 °C pour celle de 25 W. En changeant les grossissements avec les objectifs pour ces deux températures, nous avons créé 4 mouvements d'amplitudes différentes en unité pixel. Les mesures ont été réalisées en accumulant 1800 images et à la longueur d'onde 620+/- 60 nm.

Le tableau II.8 présente les notations correspondantes aux différents mouvements pixellique.

	Objectif x10		Objectif x50	
Puissance injectée (W)	8	25	8	25
$\Delta T$ (°C)	1,9	4	1,9	4
Taille de pixel en $\mu m$	1,06		0,202	
Notations	x10T-	x10T+	x50T-	x50T+

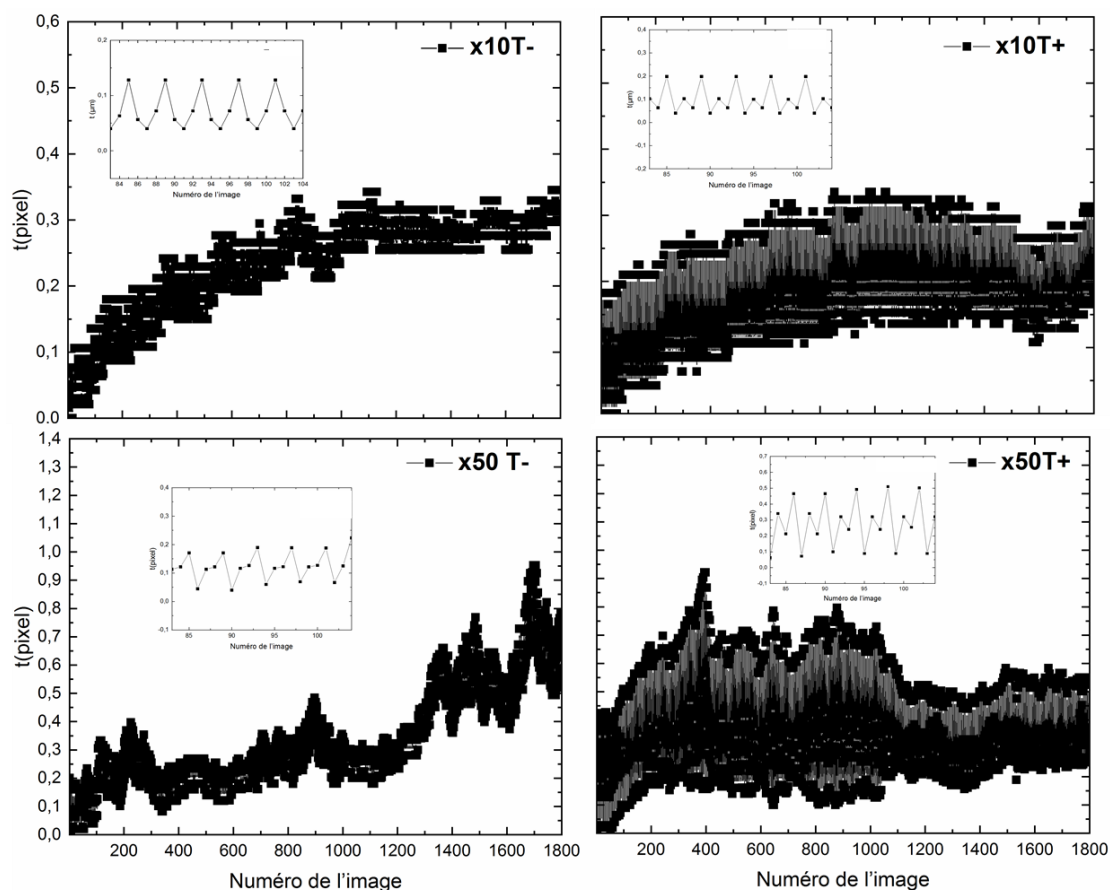
**Tableau II.8: Notations de différents mouvements subpixillique obtenus à la surface de l'IGBT**

Nous avons calculé les déplacements des différents mouvements pixellique en calculant les normes des vecteurs de translation des images par rapport à une image de référence. Le calcul a été fait en utilisant un facteur de sous-échantillonnage de 100 de façon à pouvoir approximer au mieux le décalage. Les déplacements  $t$  sont exprimés par la relation suivante :

$$|t| = \sqrt{t_x^2 + t_y^2} \quad (II.36)$$

Avec  $t_x$  et  $t_y$  sont les coordonnées de translations entre les images et l'image de référence.

La figure II.30 présente l'évolution des normes en fonction du numéro de l'image obtenue pour les différents cas de mouvements. Les encarts détaillent l'amplitude des mouvements sur 5 cycles d'excitation.



**Figure II.30: Evolution de la norme du vecteur translation en fonction du numéro de l'image obtenue dans les différents cas de mouvement subpixelique**

On constate que sur un court intervalle de temps (cf. encarts), les mouvements sont parfaitement périodiques. On remarque également que plus la variation de température est élevée plus l'amplitude des variations des vecteurs translations est grande.

Si on regarde les mouvements à plus grande échelle temporelle, on remarque que des dérives spatiales supplémentaires apparaissent très certainement dues à l'environnement extérieur.

Nous avons calculé l'erreur quadratique moyenne normalisée  $E_{moy}$  des images d'une mesure après recalage pour différents pas afin de déterminer le pas de subpixelisation optimal.

Pour calculer  $E_{moy}$ , nous avons choisi arbitrairement une image de référence, et avons appliqué l'algorithme de recalage de Guizar avec un pas donné sur chacune des autres images issues des mesures. Nous avons ensuite calculé l'erreur quadratique moyenne normalisée entre l'image de référence et chacune des images recalées et fait la moyenne de tous les coefficients  $E$  pour obtenir  $E_{moy}$ .

Le coefficient  $E_{moy}$  est exprimé par la relation suivante :

$$E_{moy} = \frac{\sum E}{\text{nombre d'images}} \quad (\text{II.37})$$

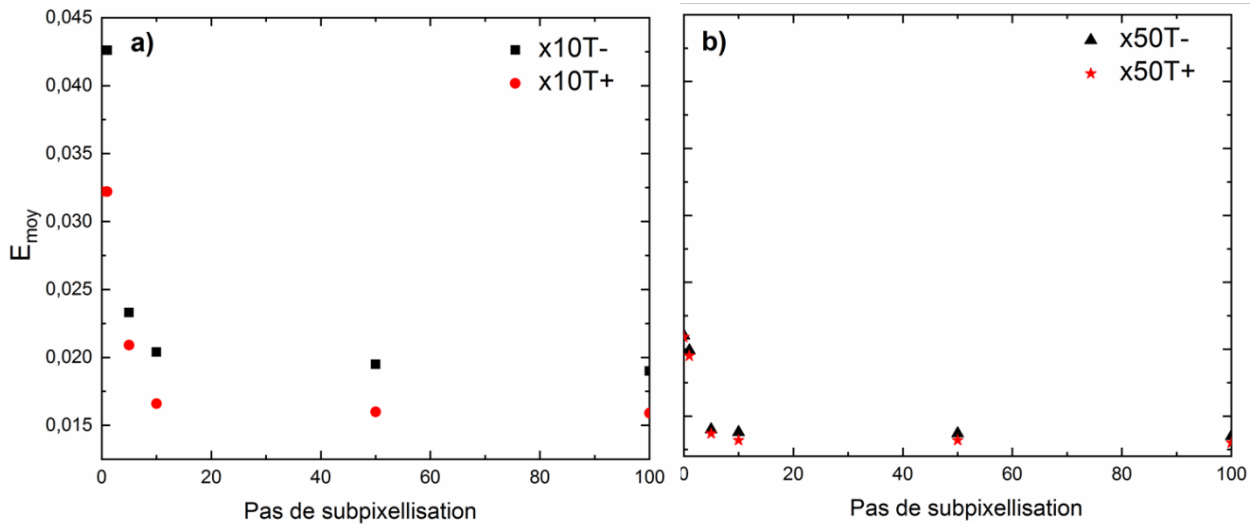
Où  $E$  est l'erreur quadratique moyenne normalisée entre une image de l'expérience et l'image de référence arbitrairement choisie.

### 7.1. Etude du pas de subpixelisation optimal

Afin de déterminer le pas optimal de subpixelisation du recalage, nous avons calculé le coefficient  $E_{moy}$  des 1800 images issues des mesures de 4 buckets. Le calcul de ce coefficient  $E_{moy}$  a été

réalisé pour différents pas de subpixellisation (0, 1, 5, 10, 50 et 100) et pour les différents cas de mouvements.

La figure II.31 présente l'évolution de  $E_{moy}$  en fonction du pas de subpixellisation obtenue pour les différents cas de mouvement. On constate que pour l'objectif x10, le coefficient  $E_{moy}$  est identique dans les cas sans recalage et pour le pas de subpixellisation 1, puis il diminue avec le pas de recalage pour atteindre une valeur constante à partir d'un pas de 50. Ces résultats témoignent de la nécessité d'un recalage en sous unité de pixel et qu'une valeur maximale de pas peut être définie.



**Figure II.31: Évolution du coefficient  $E_{moy}$  pour différentes amplitudes pixelique de mouvement en fonction du pas de subpixellisation a) obtenu dans le cas de l'objectif x10, b) obtenu dans le cas de l'objectif x50**

Les résultats obtenus avec l'objectif x10 montrent également une différence au niveau des  $E_{moy}$  entre les mouvements x10T- et x10T+. Le recalage est plus efficace dans le cas du plus grand mouvement x10T+ (variation de température plus élevée) avec un  $E_{moy} = 0.0153$  % par rapport au cas du mouvement x10T- avec  $E_{moy} = 0.0195$  %. Cette différence pourrait s'expliquer par le fait que dans le cas du plus petit mouvement x10T-, le décalage relatif est plus faible et rend le recalage plus difficile.

Pour l'objectif x50, le coefficient  $E_{moy}$  diminue légèrement entre les cas sans recalage et pour le pas de subpixellisation 1. Ces résultats montrent que les mouvements en unité pixel sont plus importants à ce grossissement et peuvent devenir supérieurs à un pixel.

Le coefficient  $E_{moy}$  diminue de manière plus significative à partir d'un pas de subpixellisation 2 pour atteindre une valeur constante à partir d'un pas de 50. Cette valeur maximale de pas est identique au cas de l'objectif x10. Une subpixellisation de 50 semble être suffisante.

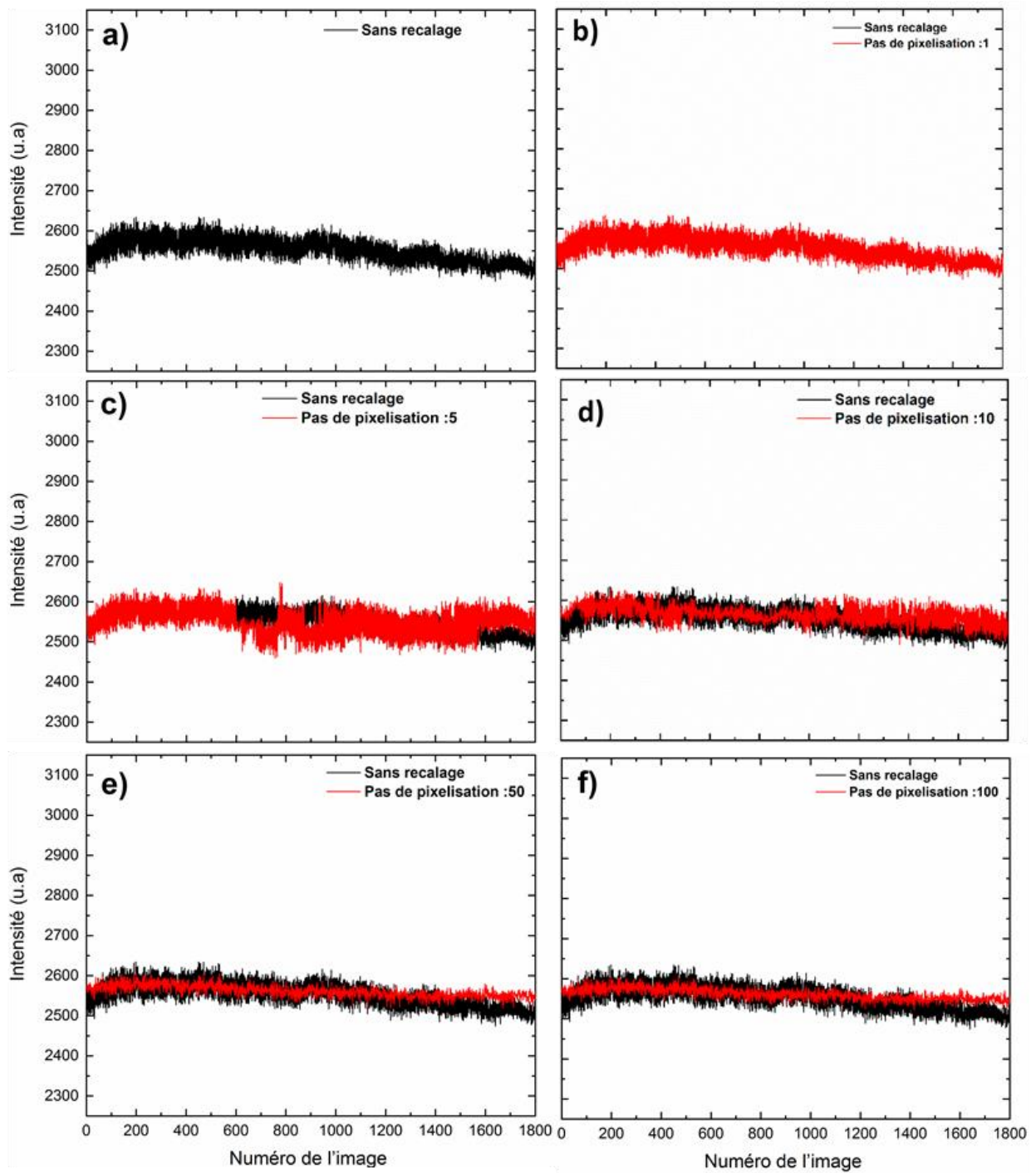
Les mesures en réflectivité se font à partir des mesures en intensité de chaque pixel. Dans la suite, nous avons étudié en détails l'effet du recalage sur les variations d'intensité des pixels de manière à comprendre la limitation du pas de recalage.

## 7.2. Étude de l'effet de recalage sur l'intensité d'un pixel

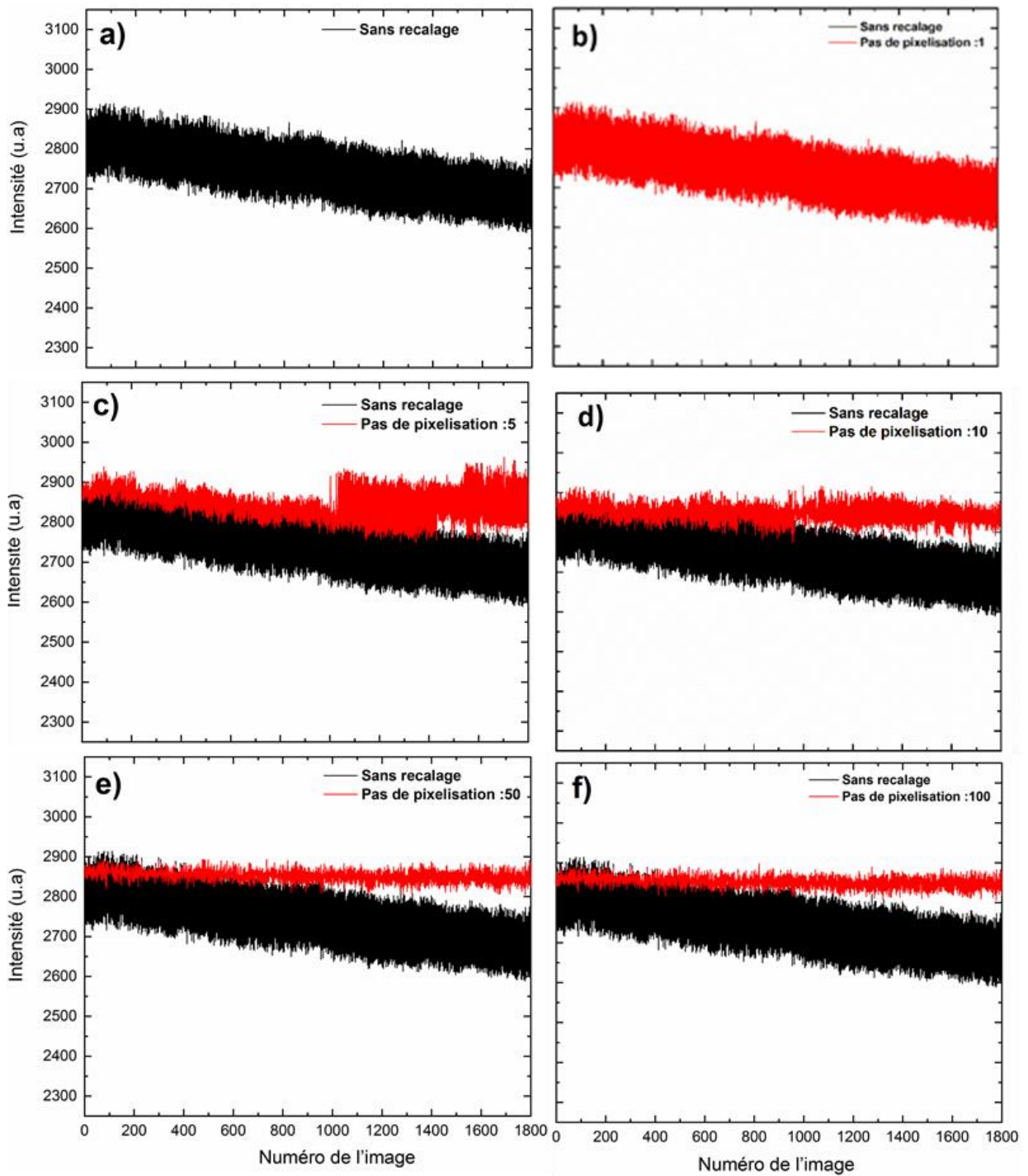
Afin d'étudier l'effet du recalage sur l'intensité des pixels, nous avons suivi l'évolution de l'intensité d'un pixel choisi arbitrairement sur les séries d'images réalisées pour les 4 types de mouvements. Ces intensités ont été mesurées sur les 1800 images issues des mesures 4 buckets pour la série de pas de subpixellisation 0, 1, 5, 10, 50 et 100.

Les figures II.32, II.33, II.34 et II.35 présentent ces évolutions en fonction du numéro de l'image et du pas de recalage.



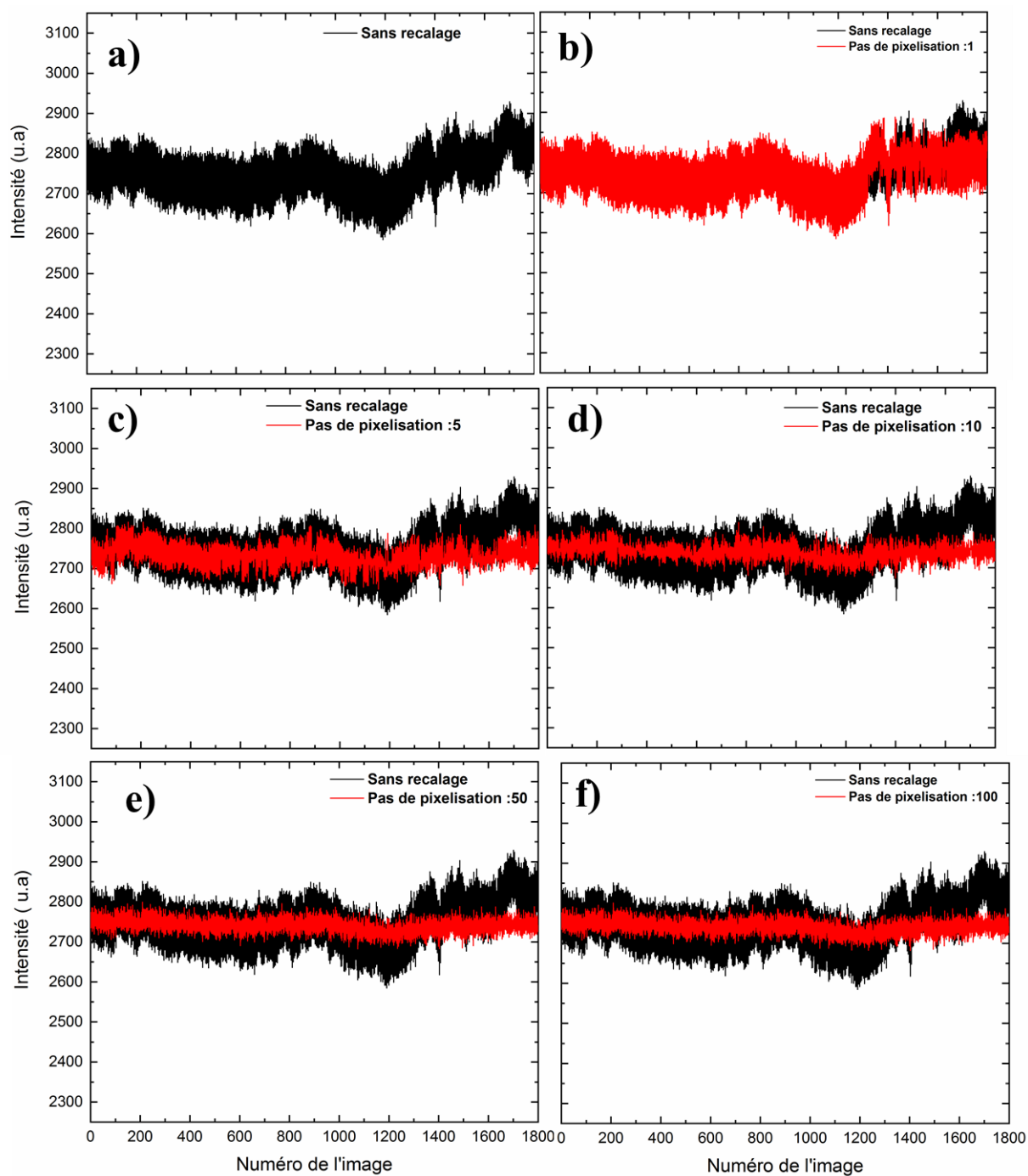


**Figure II.32: Courbes d'intensité d'un pixel obtenues à différents pas de pixellisation dans le cas de mouvement  $\times 10T$ - : a) sans recalage, b) pas 1, c) pas 5, d) pas 10, e) pas 50 et f) pas 100**

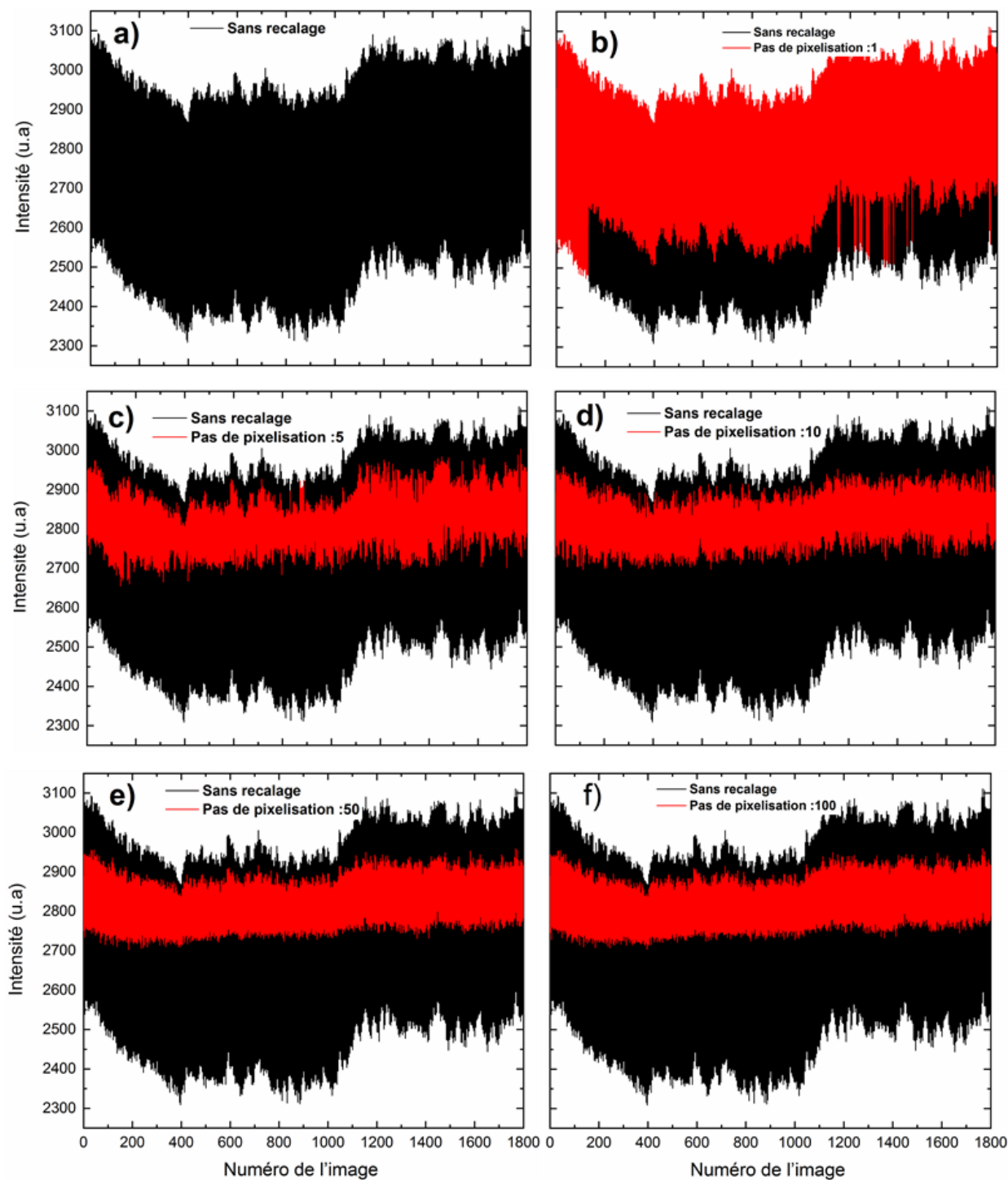


**Figure II.33: Courbes d'intensité d'un pixel obtenues à différents pas de pixellisation dans le cas de mouvement  $\times 10T+$  : a) sans recalage, b) pas 1, c) pas 5, d) pas 10, e) pas 50 et f) pas 100**





**Figure II.34: Courbes d'intensité d'un pixel obtenues à différents pas de pixellisation dans le cas de mouvement x50T-: a) sans recalage, b) pas 1, c) pas 5, d) pas 10, e) pas 50 et f) pas 100**



**Figure II.35: Courbes d'intensité d'un pixel obtenues à différents pas de pixellisation dans le cas de mouvement x50T+ : a) sans recalage, b) pas 1, c) pas 5, d) pas 10, e) pas 50 et f) pas 100**

De manière générale, on constate que les variations d'intensité diminuent avec le pas de recalage jusqu'à un pas seuil de 50 ce qui confirme les résultats précédemment observés avec le coefficient  $E_{moy}$ . Les variations d'intensité deviennent plus stables au fil de la mesure après recalage. Le décalage des images modifie les intensités des pixels, il est donc essentiel d'éliminer sa contribution.

Le tableau II.9 résume les variations moyennes de l'intensité du pixel en fonction du pas de recalage et pour les différents types de mouvements.

Pas de recalage	Variation de l'intensité $\Delta I$ (u.a)			
	x10T-	x10T+	x50T-	x50T+
0	110	210	150	700
1	110	210	140	400
5	100	150	100	260
10	45	65	60	220
50	20	35	50	200
100	20	35	50	200

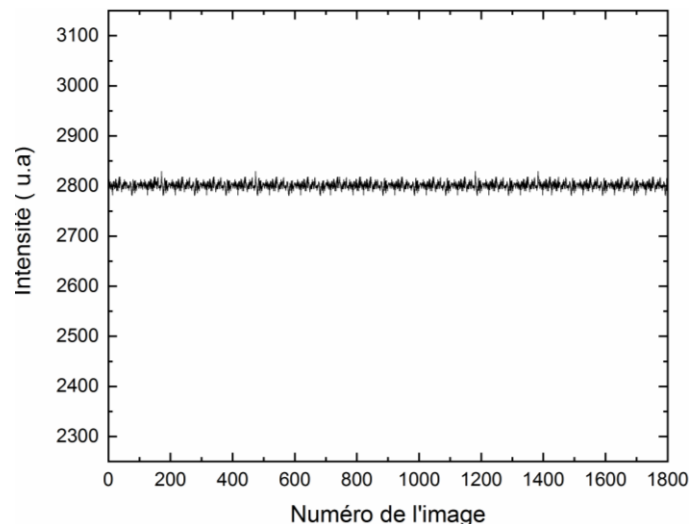
**Tableau II.9: Variations moyennes de l'intensité du pixel en fonction de pas de recalage pour chaque cas de mouvement**

Pour l'ensemble des types de mouvements le pas de 50 minimise les variations d'intensité des pixels.

Les variations d'intensité observées sont dues à trois effets : les mouvements de surface, l'effet thermique et le bruit du détecteur. Avec le recalage l'effet parasite du mouvement peut être éliminé.

Cet effet éliminé, on constate pour les deux objectifs que les variations d'intensité sont plus grandes pour les plus grandes variations de température. Ce résultat est la signature d'un effet thermique à coefficient de thermoréfectance positif.

De manière à avoir une idée du bruit sur les mesures d'intensité dans nos conditions de mesure, nous avons suivi l'évolution de l'intensité d'un pixel sur 1800 images sans injection de puissance. La figure II.36 présente cette évolution en fonction du numéro de l'image.



**Figure II.36: Courbe d'intensité d'un pixel**

L'écart quadratique moyen du signal a été calculé de manière à estimer le bruit de la mesure. Il est de 10 u.a. Cette variation de l'intensité relative au bruit de mesure est du même ordre que celle obtenue dans le cas de mouvement x10T- après un recalage avec un pas 50. Ce résultat met en évidence

la limitation du recalage non pas par son algorithme mais à cause du niveau de bruit des mesures. Ainsi lorsque la variation d'intensité est proche du bruit de la caméra la qualité du recalage n'est plus possible. Nous reviendrons plus en détails sur l'origine du bruit de notre capteur dans le chapitre III et comment optimiser les mesures en réduisant ce bruit.

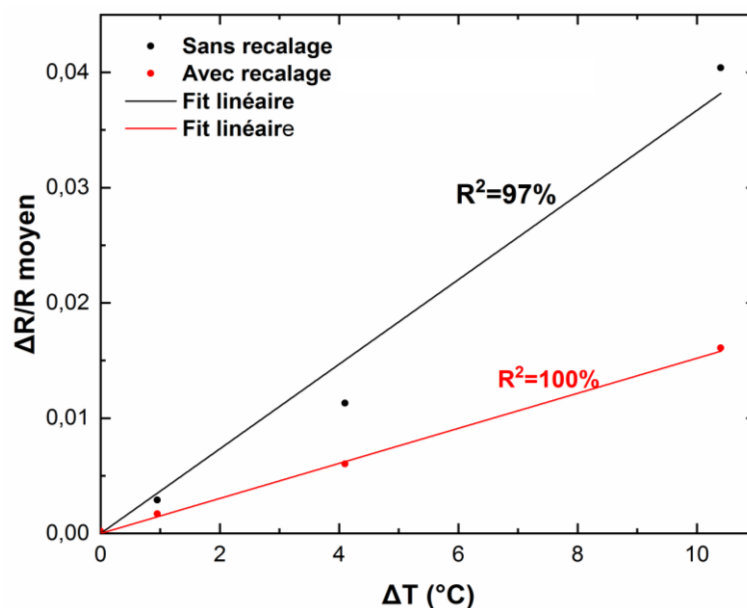
Nous utiliserons par la suite systématiquement un pas de recalage de 50 pour nos mesures 4 buckets. Toutefois il est important de préciser que ce pas est fonction du niveau de bruit dans les images.

Nous avons vu dans la partie 6.3 l'effet de recalage sur les images de variation de réflectivité. Ces images donnent des informations qualitatives sur l'évolution de la température dans le composant. Afin d'obtenir des informations quantitatives il est nécessaire de réaliser une calibration des mesures par le coefficient de thermoréfectance. Nous avons étudié l'effet du recalage sur le calcul du coefficient de thermoréfectance obtenu par la méthode de 4 buckets (cf. chapitre 1). Dans la suite, nous présenterons les résultats obtenus.

## 8. Étude de l'effet du recalage sur la calibration par la méthode de 4 buckets

Afin d'obtenir une estimation de la température à la surface de IGBT, il est important de déterminer le coefficient de la thermoréfectance moyen du matériau mesuré. Pour cela, nous avons utilisé la méthode de calibration basée sur le 4 buckets.

Nous avons polarisé le composant IGBT par différentes excitations sinusoïdales ( $V_{ce\ max} = 0,5, 0,6$  et  $0,8$  V) et à une fréquence  $f = 0.625$  Hz. Les puissances injectées correspondantes à ces excitations ont été 1, 3 et 6 W. Nous avons ensuite calculé les variations de  $\Delta R/R$  moyens et tracé ses dépendances en fonction de  $\Delta T$  mesurée au moyen de notre capteur à fibre optique. La figure II.37 présente les  $\Delta R/R$  moyens obtenus sur la métallisation de l'émetteur en fonction de la variation de température dans les cas avec et sans recalage. On constate que les  $\Delta R/R$  augmentent avec la puissance et la température ce qui caractérise un matériau à coefficient de thermoréfectance positif.



**Figure II.37:  $\Delta R/R$  moyen en fonction de  $\Delta T$  mesurée par le cristal de GaAs dans les deux cas : avec et sans recalage**

Nous avons calculé la régression linéaire de ces points pour ces deux cas. Les résultats sont résumés dans le tableau II.10. Ces résultats indiquent que dans le cas avec recalage, la relation entre  $\Delta R/R$  moyen et  $\Delta T$  est parfaitement linéaire avec un coefficient de corrélation de 100% parfaitement en accord avec la relation de premier ordre de thermoréfectance (cf. formule I.6). Dans le cas sans recalage, le coefficient de corrélation a été estimé à 97%.

Cas	$k_{\text{moy}} \text{ (K}^{-1}\text{)}$	$\Delta K_{\text{moy}} \text{ (K}^{-1}\text{)}$
Sans recalage	$3,80 \times 10^{-3}$	$\pm 1,310 \times 10^{-4}$
Avec recalage	$1,55 \times 10^{-3}$	$\pm 1,120 \times 10^{-5}$

**Tableau II.10: Coefficients de thermoréfectance moyen obtenu sur la métallisation d'émetteur IGBT dans les 2 cas : avec et sans recalage**

Les coefficients de thermoréfectance moyens de la métallisation d'émetteur IGBT ont été estimés à  $1,55 \times 10^{-3}$  et  $3,80 \times 10^{-3}$  dans le cas avec et sans recalage. On constate un écart important entre les deux valeurs de l'ordre 40%. Cet écart est dû aux valeurs élevées de la variation de réflectivité  $\Delta R/R$  autour des cellules dans le cas sans recalage. Cela introduit une surestimation du  $\Delta R/R$  moyen. Cette surestimation disparaît après recalage et permet d'obtenir des coefficients de thermoréfectance nettement plus précis. Nous utiliserons donc le recalage pour l'ensemble de nos mesures et calibration de façon à améliorer les résolutions thermiques et spatiales des mesures.

## 9. Conclusion

Dans ce chapitre, deux méthodes de corrélation subpixellisée ont été comparées pour recalibrer des images obtenues lors de mesures par thermoréfectance. À l'aide de facteurs de qualité, nous avons montré que la méthode de recalage par corrélation croisée développée par Guizar est la plus précise pour aligner nos images avant les calculs de la variation de réflectivité par 4 buckets.

Une étude sur le choix du pas de recalage optimal a été réalisée et a montré que le pas de subpixellisation de 50 permet d'éliminer les effets parasites dus aux mouvements de la surface. Ces conditions de recalage ont également permis de corriger les erreurs introduites lors de la calibration sur l'estimation du coefficient de thermoréfectance. Ce pas est directement corrélé au niveau de bruit des images. Lorsque le bruit des images est du même niveau que la perturbation créée par le mouvement sur les intensités, le recalage n'est plus possible.

# **Chapitre III : Optimisation du banc de thermoréfectance en régime statique**

## 1. Introduction

L'origine de la thermoréfectance se situe dans les années 80 avec les travaux de Rosencwaig [Ros82, Ros83, Smi85] sur la caractérisation de couches minces de SiO<sub>2</sub> et d'Aluminium déposés sur du silicium. Avec l'évolution rapide du matériel informatique et la miniaturisation des composants, cette méthode s'est rapidement généralisée à la caractérisation thermique de circuits micro électroniques et des composants de puissance [Mai12, Bho18, Cha07, Ros06]. De multiples configurations ont été développées : mesure ponctuelle, mesure plein champ, face avant, face arrière... En 1985, Rosencwaig et al. ont réalisé le premier banc de thermoréfectance en utilisant une photodiode [Ros83]. En 1999, Grauby et al ont proposé la première configuration d'imagerie par thermoréfectance en combinant un microscope et une caméra à dispositif de couplage de charge CCD [Gra99].

Plusieurs laboratoires ont développé leur banc en améliorant la résolution spatiale et temporelle de mesures. En 2005, Burzo et al ont réalisé des mesures thermiques sur des transistors à effet de champ en utilisant un banc home made avec une résolution temporelle de l'ordre  $\mu\text{s}$  [Bur05]. En 2008, Maize et al. ont effectué des mesures thermiques avec une résolution spatiale de l'ordre 470 nm et une résolution temporelle de l'ordre 100 ns. À partir de 2009, des systèmes commerciaux ont vu le jour TMX et MICROSANJ [Bro18, Bur09, Bho18, Tmx09, Mic09]. A titre d'exemple en 2009, Buro et al. ont utilisé le système TMX pour réaliser des mesures sur de micro-résistances en polysilicium [ Bur09]. En 2018, les auteurs de [Bho18] discutent de l'utilisation du système MICROSANJ pour caractériser les composants IGBTs lors d'évènements répétitifs de court-circuit. Très peu de détails sur ces systèmes ont été publiés dans la littérature.

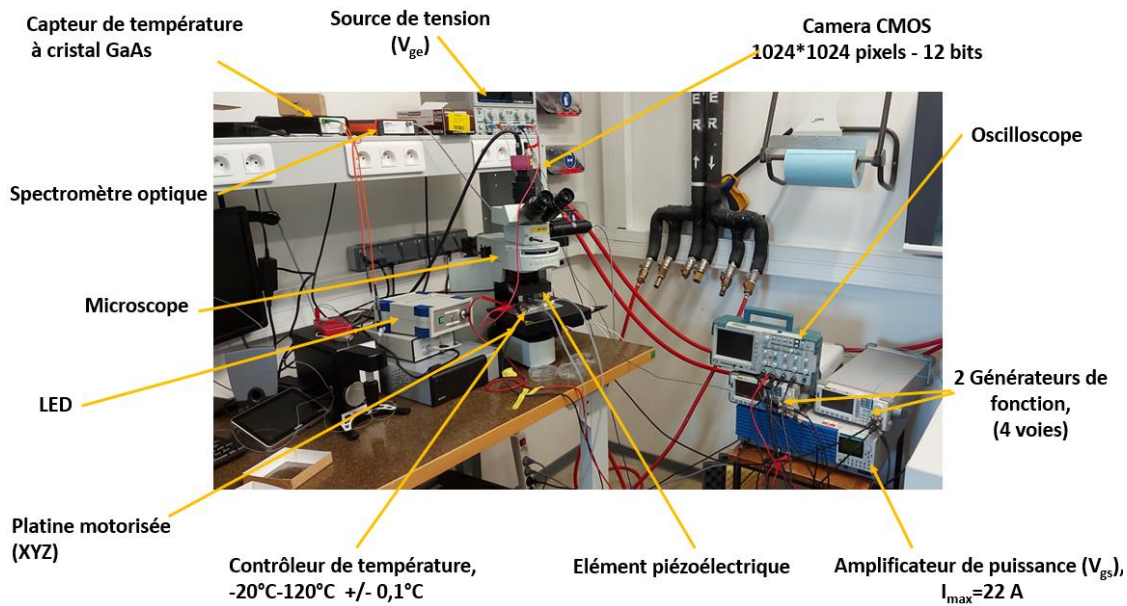
Au cours de ma thèse, nous avons développé un banc de thermoréfectance et une méthodologie de mesures pour la caractérisation des composants de puissance. Une étape préliminaire a été d'optimiser les paramètres expérimentaux (le choix de la longueur d'onde, le temps d'intégration, la fréquence d'excitation, ...) de mesures et de définir la méthode de calibration la mieux adaptée pour ce type de composants en fonction des objectifs à atteindre : précision mesure, comportement thermique général...

Nous débuterons ce chapitre par la présentation de notre banc de thermoréfectance en détaillant ses équipements. Puis, dans une deuxième partie, nous étudierons et optimiserons les paramètres expérimentaux pour les mesures et enfin nous déterminerons la méthode de calibration la mieux adapter à nos utilisations. Nous terminerons ce chapitre par une étude thermique détaillée sur la métallisation d'émetteur d'une puce IGBT afin de valider notre banc expérimental et ces conditions de mesures.

## 2. Présentation du banc expérimental de thermoréfectance

### 2.1. Description générale

Le banc de thermoréfectance développé au laboratoire SATIE à Versailles est un banc expérimental. Le développement de ce banc a débuté en 2015. Son but est de caractériser l'évolution de la température sur des composants de puissance. Une photographie du banc et de ses différents équipements est présentée sur la figure III.1.



**Figure III.1: Banc expérimental de thermoréfectance au laboratoire SATIE**

Dans la suite, nous détaillerons les éléments constituant ce banc et leur utilité.

## 2.2. Equipement du banc expérimental de thermoréfectance

### 2.2.1. Microscope

Notre banc vise les mesures à grande résolution spatiale. Il utilise pour cela un microscope Olympus de type BX51M (cf. figure III.2) [Oly20]. Il s'agit d'un microscope métallographique standard, muni d'une triple tête, d'une sortie binoculaire et d'une sortie caméra. Il est équipé par une source lumineuse LED (Light Emitting Diode en anglais) que nous décrirons par la suite afin de réaliser des mesures en régime statique et dynamique.



**Figure III.2: Microscope Olympus de type BX51M [Oly20]**

Nous avons muni ce microscope de 3 objectifs qui ont pour grossissement x10, x50 et x50 à grande distance de travail. L'objectif x50 à grande distance de travail est utilisé pour les mesures à forte puissance afin d'éviter l'échauffement et la dégradation de la lentille de l'objectif.

### 2.2.2. LED

La source de lumière utilisée pour éclairer l'échantillon est une diode électroluminescente à ultra haute puissance de la série de UHP-T fabriquée par la société « Prizmatix » [Pri20]. Une photographie de la LED UHP-T et de son contrôleur est présentée sur la figure III.3.

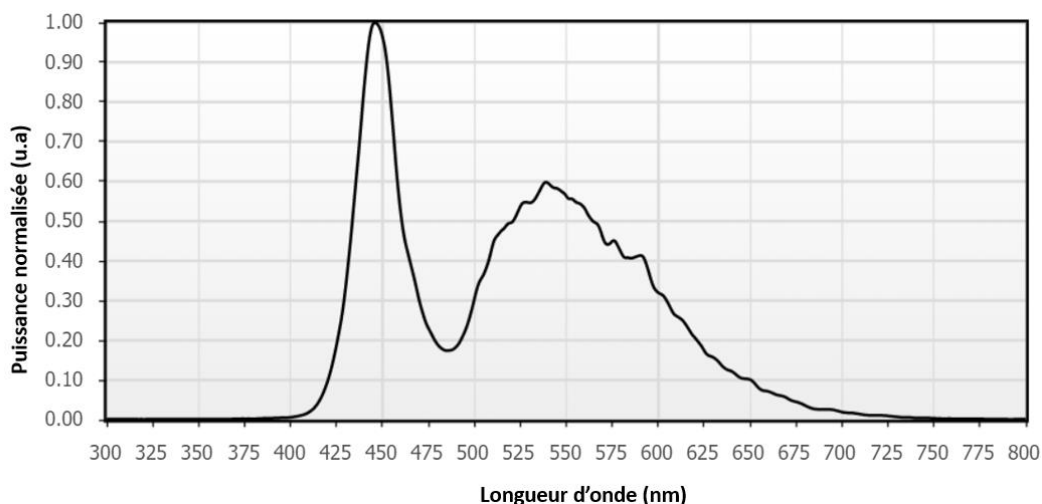




**Figure III.3 : LED Prizmatix utilisé dans la manipe de thermoréfectance [Pri20]**

Le contrôleur de courant de cette LED fournit une source de courant stable à faible bruit, entraînant un éclairage très homogène et stable sur tout le champ de vision. Sa puissance peut être réglée manuellement par un potentiomètre ou par une entrée analogique (0-5 V). Le pilotage peut également se faire en mode pulsé via le déclencheur TTL. Cette LED peut être utilisée à des fréquences de modulation allant jusqu'à 30 KHz, la rendant efficace pour les mesures dynamiques.

La figure III.4, issue de [Pri20], représente la courbe d'émission de la LED UHP-T en fonction de la longueur d'onde. Cette LED émet dans le visible (400 nm à 800 nm) avec un maximum d'émission dans le bleu (450 nm).



**Figure III.4: Spectre d'émission de la LED UHP-T donné par le constructeur [Pri 20]**

Afin de sélectionner une longueur d'onde d'illumination, nous avons utilisé des filtres dichroïques.

### 2.2.3. Filtres dichroïques

Le principe de fonctionnement des filtres dichroïques est basé sur la réflexion des longueurs d'onde indésirables et la transmission de la partie souhaitée du spectre. Ces filtres offrent des très bonnes performances en terme de filtrage.

Nous avons équipé notre microscope de filtres qui couvrent le domaine spectral de la LED. Une récapitulatif des filtres disponibles est présenté dans le tableau III.1 [Chr20].

Filtre	Longueur d'onde centrée (nm)	Largeur à mi-hauteur
AT350/50x	350	50
ET405/10x	405	10
ET470/40x	470	40
ET545/25x	545	25

ET577/25x	577	25
ET620/60x	620	60

**Tableau III.1 : Filtre dichroïques utilisés dans le banc de thermoréfectance [Chr20]**

Afin de mesurer la lumière réfléchiée par la surface de l'échantillon, nous avons utilisé une caméra CMOS. Dans la suite, nous présenterons les caractéristiques de cette caméra.

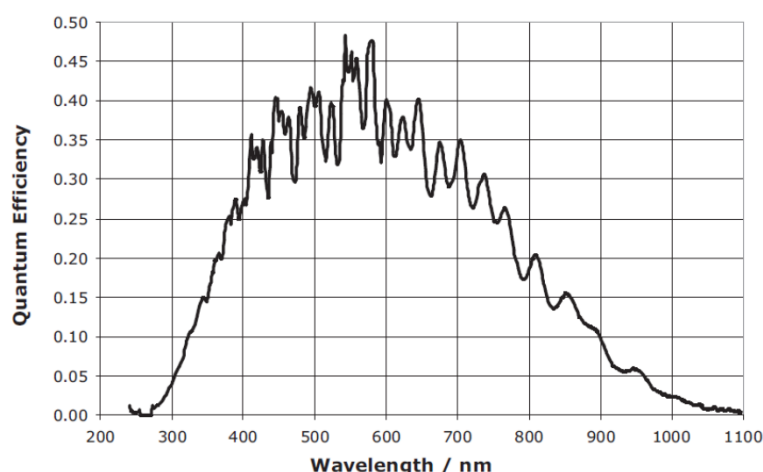
#### 2.2.4. Caméra

La caméra utilisée dans ce montage est une caméra commerciale de la société « photon focus » ayant pour référence MV1-D1024E-160-CL [Pho20]. Cette caméra utilise une technologie du capteur CMOS à base de pixel actif. Cette technologie permet d'intégrer sur le même pixel un élément photosensible et un circuit de lecture, contrairement aux capteurs CCD. En d'autres termes, cette technologie permet d'une part de convertir la charge accumulée en tension et de l'amplifier, et d'autre part, d'adresser individuellement chaque pixel pour réaliser la lecture de l'image et aussi pouvoir sélectionner des régions d'intérêt précis. Une image de la caméra photon focus MV1-D1024E-160-CL est présentée dans la figure III.5.



**Figure III.5: Caméra Photonfocus MV1-D1024E-160-CL [Pho20]**

La caméra MV1-D1024E-160-CL possède une résolution de 1024 \* 1024 pixels. Elle offre une grande dynamique dans l'acquisition des photons, avec une profondeur de puits de 200 000 électrons qui correspondent au nombre maximal de charges électriques accumulées dans le pixel avant la saturation (Full Well Capacity en anglais). Les données peuvent être codées sur 8, 10 et 12 bits. Cette grande profondeur de puits réduit la part relative du bruit de photons et la conversion sur 12 bits permet de réduire le bruit de quantification. Elle offre ainsi un rapport signal sur bruit de (447 :1)



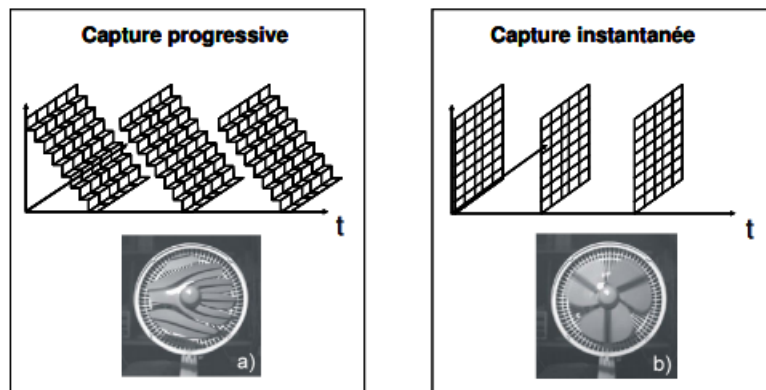
**Figure III.6: Courbe du rendement quantique de la camera MV1-D1024E-160-CL en fonction de la longueur d'onde [Pho20]**

Sa réponse spectrale se situe entre 270 nm et 1100 nm. La figure III.6, issue de [Pho20], représente la courbe du rendement quantique en fonction de la longueur d'onde pour la caméra. On

constate que notre camera a un rendement quantique supérieur à 25% pour les longueurs d'onde comprises entre de 400 nm à 750 nm avec une maximum sensibilité dans la gamme 560 nm-590 nm. Le temps d'intégration de la caméra peut varier de 10  $\mu$ s à 400 ms.

Plusieurs atouts technologiques caractérisent la caméra MV1-D1024E-160-CL par rapport aux autres :

- La possibilité de sélectionner uniquement la zone contenant les informations utiles (en anglais ROI : Region Of Interest), contrairement aux caméras CCD [Amh13] tout en possédant un bruit relativement faible pour une caméra CMOS.
- Une grande vitesse d'acquisition de l'ordre 160 fps en plein champ.
- La présence du mode de capture d'image instantanée (« Global shutter ») [Zim06, Lab06] (cf. figure III.7). Ce mode consiste à exposer tous les pixels simultanément à la lumière, en permettant ainsi d'éviter les distorsions qui se déroulent en mode de capture progressive (cf. figure III.7) quand les objets se déplacent à grande vitesse. Ce mode est plus essentiel pour réaliser les mesures de réflectivités en régime dynamique.



**Figure III.7: Illustration de deux modes de capture et leur effet sur l'image : a) mode progressive, b) mode instantanée [Zim06]**

- La présence de la technologie Linlog (brevetée par Photonfocus) permettant de combiner une réponse linéaire et une réponse logarithmique du capteur. Cette technologie a été implémentée grâce à un transistor additionnel par pixel. La fonction de ce transistor est de veiller sur le niveau d'illumination dans chaque pixel. Lorsque le niveau d'illumination est faible, la réponse du pixel reste linéaire et sa sensibilité augmente. En revanche, dans le cas où l'illumination est forte, la réponse du pixel devient logarithmique évitant ainsi la saturation. Cette spécificité est importante pour les composants qui présentent une structure non homogène avec de fort écart en réflectivité.

La sensibilité du montage de thermoréfectance dépend de la caméra et du coefficient de thermoréfectance  $k$ . Afin d'améliorer cette sensibilité, il est nécessaire de déterminer la longueur d'onde qui maximisera la valeur de  $k$ . Pour mener cette étude de façon automatisée, nous avons utilisé un spectromètre à fibre optique.

### 2.2.5. Spectromètre optique

Le spectromètre utilisé dans notre banc de thermoréfectance est un spectromètre à fibre optique de la société Avantes ayant pour référence AvaSpec-ULS2048CL-EVO [Ava20]. Ce spectromètre utilise un capteur CMOS de 2048 pixels. Il permet de représenter la distribution d'intensité optique en fonction des longueurs d'onde. Une photographie de spectromètre AvaSpec-ULS2048CL-EVO est présentée dans la figure III.8.



**Figure III.8 : Spectromètre à fibre optique AvaSpec-ULS2048CL-EVO [Ava20]**

Le spectromètre AvaSpec-ULS2048CL-EVO est conçu pour mesurer des spectres dont les longueurs d'onde sont comprises entre 200 et 1100 nm avec une résolution pouvant aller jusqu'à 0,05 nm. Les principales caractéristiques de ce spectromètre sont résumées dans le tableau III.2.

Caractéristiques	AvaSpec-ULS2048CL-EVO
Gamme de la longueur d'onde	200-1100 nm
Nombre de pixels	2048
Conversion numérique du signal	16 bits
Résolution	0.05-20 nm
Temps d'intégration	9 $\mu$ s-59 sec
Rapport signal sur bruit	300 : 1

**Tableau III.2: Caractéristiques du spectromètre AvaSpec-ULS2048CL-EVO [Ava20]**

Afin de réaliser l'étude de l'influence de la longueur d'onde sur le paramètre  $k$ , il a fallu thermaliser les échantillons à l'aide d'un contrôleur de température. Le but étant de tracer la dépendance entre l'intensité réfléchi et la température pour chaque longueur d'onde afin d'extraire le coefficient de thermoréfectance. Une étude détaillée sur le choix de la longueur sera présentée dans la partie 5.2. Dans la suite, nous présenterons le contrôleur de température utilisé.

### 2.2.6. Contrôleur de température

Le contrôleur de température que nous avons utilisée sur le banc expérimental est une cellule Linkam PE120 [Lin20]. Sa plage de contrôle en température se situe entre -20 °C et 120 °C avec une précision de +/-0.1 °C.

Le contrôleur PE 120 est constitué d'une cellule de chauffage de type Peltier et d'un système de refroidissement à l'eau (cf. figure III.9). Il est conçu pour s'insérer facilement dans l'environnement du microscope. L'ajout du contrôleur PE95-LinkPad au système, avec le logiciel Linksys32, permet de contrôler la température et de fournir des représentations graphiques du profil de la température en temps réel.



**Figure III.9: Système Linkam PE120 : a) cellule de chauffage b) système de refroidissement [Lin20]**

Nous avons également utilisé le système Linkam PE120 pour refroidir le composant pendant nos mesures thermiques. Afin de mesurer localement la température à la surface du composant pendant

nos expérimentations et suivre l'établissement de l'équilibre thermique, nous avons utilisé un capteur de température externe a cristal de GaAs.

### 2.2.7. Capteur de température à fibre optique

Le capteur de température à fibre optique utilisé sur notre banc de mesure est de type OTG-F de chez Opsens [Ops20]. Ce type de capteur utilise une technique éprouvée basée sur la dépendance en température de la bande interdite d'un cristal en GaAs comme mécanisme de transduction de la température. Son cristal de détection GaAs de dimension  $150\ \mu\text{m}$  est localisé à l'extrémité de la fibre optique, ce qui facilite la prise de mesure par contact (cf. figure III.10). Le capteur à fibre optique OTG-F offre de bonnes performances, aussi bien en matière d'isolation électrique dans les environnements à haute tension, qu'en matière d'immunité contre les niveaux élevés d'interférence provenant de champs électromagnétiques. Sa plage de mesure en température est comprise entre  $-40\ ^\circ\text{C}$  et  $+250\ ^\circ\text{C}$  avec une précision de  $\pm 0,08\ ^\circ\text{C}$ . De plus, il possède un temps de réponse de l'ordre 5 millisecondes.

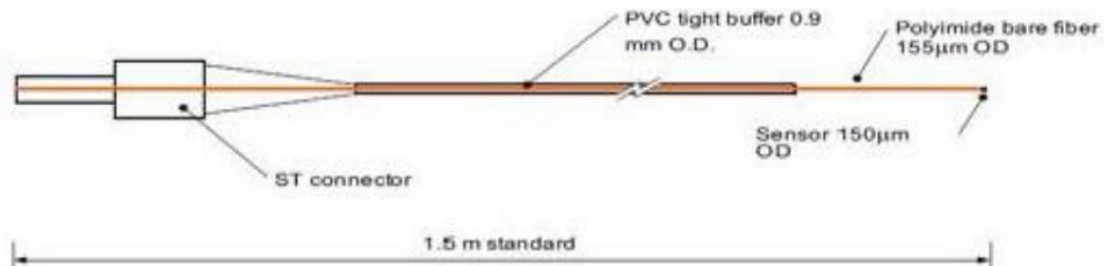


Figure III.10: Structure du capteur à fibre optique OTG-F chez Opsens [Ouh17]

### 2.2.8. Platine de positionnement motorisée

Nous avons équipé le banc avec une platine de positionnement motorisée de type MS-2000-XYZ fabriquée chez Märzhäuser Wetzlar (cf. figure III.11) [Mic20]. Cette platine est conçue afin d'avoir une importante répétabilité ( $< 1\ \mu\text{m}$ ), ainsi qu'une haute résolution (10 nm), sur le contrôle des axes XYZ de la platine du microscope. Elle est pilotée par un contrôleur dont la vitesse de déplacement est 120 mm/sec avec une précision de  $\pm 3\ \mu\text{m}$ . Elle permet de se placer de manière précise et reproductible sur le composant lors de nos études.



Figure III.11: Platine de positionnement motorisée MS-2000-XYZ [Mic20]

### 2.2.9. Système piézo-électrique de focalisation

Nous avons utilisé un élément piézo-électrique de type Nano-F450 piloté par un logiciel d'autofocus de manière à avoir une reproductibilité au niveau de la qualité de focalisation (cf. figure III.12).

La piézo-électrique Nano-F450 fabriqué en aluminium et laiton permet de donner des mesures de positions absolues et reproductibles [Mad20]. Afin d'obtenir une résolution subnanométrique (de l'ordre 0,9 nm), le Nano-F450 dispose d'une option de rétroaction en boucle fermée. Sa plage de mouvement est de  $450\ \mu\text{m}$ .



**Figure III.12: Dispositif piézo-électrique Nano-F450 [Mad20]**

Afin de réaliser des mesures fiables par thermoréfectance, il est nécessaire d'étudier le comportement des éléments clé de notre banc.

Par exemple la LED doit être stable pendant les mesures afin de conserver la même luminosité incidente mais également homogène en cas de mouvement parasite de la surface.

De même, la réponse linéaire des capteurs (camera et spectromètre) sur leur plage de mesure est essentielle de manière à conserver une proportionnalité entre l'intensité mesurée et la variation de réflectivité.

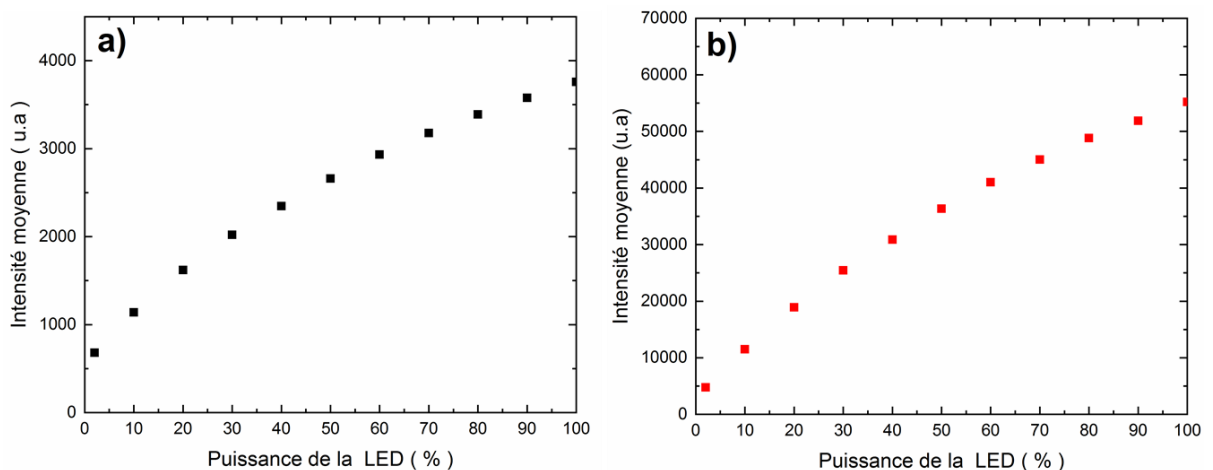
Il faut également optimiser les paramètres de mesures de manière à augmenter la sensibilité de la mesure (le choix de la longueur d'onde, temps d'intégration totale, la fréquence d'excitation).

### 3. Réponse en tension de la LED

L'étude de la réponse en tension de la LED a été réalisée avec la caméra Photonfocus MV1-D1024E-160-CL et le spectromètre AvaSpec-ULS2048CL-EVO. Nous avons éclairé un miroir parfait avec notre source LED à des puissances croissantes et intégré le signal sur 80 ms pour la caméra, et 47 ms pour le spectromètre. Ces temps d'intégration ont été choisis afin d'éviter la saturation de capteurs.

Nous avons calculé l'intensité moyenne des images prises par la caméra et des spectres réalisés par le spectromètre pour chaque puissance de la LED. Les valeurs ont été moyennées sur 100 images pour la caméra et 100 spectres pour le spectromètre.

La figure III.13 présente la réponse moyenne en intensité de la LED obtenus dans les deux cas de détecteurs en fonction de la puissance de LED.



**Figure III.13: Réponses en tension de la LED obtenus avec : a) caméra Photonfocus MV1-D1024E-160-CL, b) spectromètre AvaSpec-ULS2048CL-EVO**

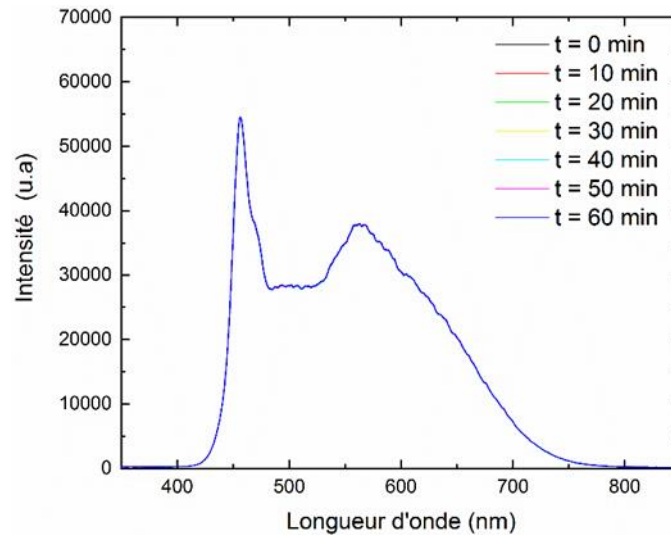
On constate que la réponse de la LED en tension n'est pas linéaire sur la plage de la tension d'entrée (0 V-5V) et la présence d'un seuil. Cette non-linéarité serait dérangerant pour des mesures en modulation d'intensité mais dans notre cas elle n'est pas problématique car nous travaillerons avec une puissance de LED constante.



Les mesures en réflectivité sont obtenues en moyennant un grand nombre d'images. Pour cela, il est nécessaire de vérifier la stabilité de la LED au cours de temps afin de s'assurer que chaque image ait reçu la même quantité de photons incidents.

#### 4. Stabilité et homogénéité de la LED

Afin d'étudier la stabilité de la LED sur l'ensemble de sa plage de longueur d'onde, nous avons réalisé une série de spectres en utilisant le spectromètre. Un spectre a été réalisé toutes les 10 minutes en éclairant un miroir avec une puissance de la LED constante et pour un temps d'intégration du spectromètre de 50 ms. La figure III.14 présente les spectres obtenus sur une heure.

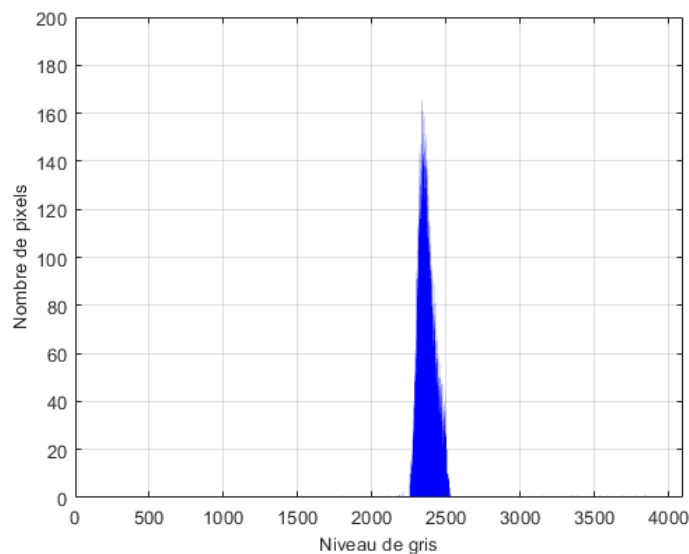


**Figure III.14: Evolution du spectre de la LED mesuré toutes les 10 min sur une heure**

Nous constatons que les spectres  $I(\lambda)$  sont parfaitement superposés. Ces résultats témoignent que pour une puissance constante, la source LED est parfaitement stable au cours de temps.

Nous avons également vérifié l'homogénéité spatiale de l'éclairage de la LED. Pour ce faire, nous avons éclairé un miroir avec notre source LED à une puissance constante et intégré le signal sur 400 ms pour la caméra. Ce temps d'intégration a été choisi afin d'éviter la saturation de capteur.

Nous avons calculé l'image moyenne des 100 images prises par la caméra et tracé son histogramme. La figure III.15 présente le résultat obtenu.



**Figure III.15: Histogramme de l'image moyenne**

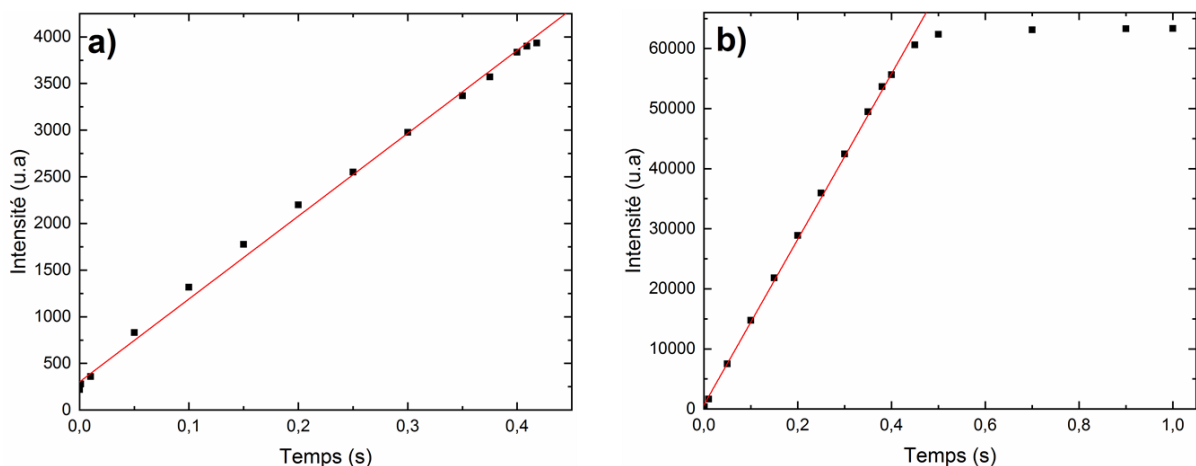
On constate que l’histogramme est bien centré entre le niveau de gris de 2300 et 2500. Cela témoigne une réparation spatiale uniforme de la lumière émise par la LED.

Une étape préliminaire avant de réaliser des mesures par un détecteur est de vérifier la réponse de linéarité entre le signal d’entrée et le signal de sortie. Chaque élément photosensible doit répondre de façon linéaire aux photons, cela signifie que le nombre d’électrons généré dans l’élément photosensible est proportionnel à la quantité de lumière qui frappe cet élément. Si on dépasse le nombre maximal de charges électriques accumulées dans cet élément, les photons supplémentaires peuvent provoquer la génération d’électrons qui vont se déverser et contaminer d’autres éléments photosensibles. On assiste alors à un effet appelé "blooming" : des pointes verticales apparaissent en dessous et en dessus de l’élément photosensible saturé. Avant d’atteindre ce point de saturation, la réponse des éléments photosensibles peut aussi changer, devenant ainsi « non linéaire ».

La relation entre la réflectivité de la surface  $R$  et l’intensité  $I$  mesurée par les capteurs (camera et spectromètre) doit être linéaire sous peine d’introduire des erreurs dans la mesure thermique. Pour cela la réponse du détecteur optique doit être parfaitement linéaire. Dans la suite, nous étudierons cette linéarité.

## 5. Linéarité des détecteurs optiques

L’étude du comportement des détecteurs a été réalisée en faisant varier le temps d’intégration pour une puissance de la LED constante. Ce protocole a été choisi suite à la mise en évidence de la non-linéarité de l’intensité de la LED avec la tension appliquée à son contrôleur. Pour ce faire, nous avons éclairé un miroir avec notre source LED, puis avons enregistré les images issues de la caméra et les spectres réalisés par le spectromètre pour des temps d’intégration compris entre 10  $\mu$ s et 400 ms. La figure III.16 présente les réponses des détecteurs en fonction de temps d’intégration.



**Figure III.16: Réponses de la linéarité des détecteurs en fonction de temps d’intégrations : a) caméra Photonfocus, b) spectromètre AvaSpec**

Une régression linéaire de ces points a été réalisée pour les détecteurs. Les résultats indiquent que les deux détecteurs présentent une bonne linéarité jusqu’à un temps d’intégration de 0.4 s.

On constate qu’avant la saturation les points de la courbe obtenus dans le cas de la caméra sont moins alignés que ceux obtenus dans le cas du spectromètre. Cela tient au fait que le niveau du bruit de la caméra est plus élevé que celui du spectromètre.

La caméra est un élément essentiel dans le banc de thermoréfectance pour détecter la lumière de la LED réfléchiée par la surface de l’échantillon. Une étude expérimentale de son bruit est nécessaire afin d’évaluer les incertitudes sur les mesures en fonction des conditions de mesures expérimentales. Dans la suite, nous présenterons les sources de bruits dominant dans les capteurs CMOS puis l’estimation de ces bruits dans notre camera.



## 6. Étude de bruit de la camera

### 6.1. Sources de bruits d'une caméra CMOS

L'évaluation des performances en termes de bruit est essentielle pour caractériser, optimiser et calibrer la caméra CMOS. En effet, le bruit de la caméra ne dépend pas seulement du fonctionnement du capteur, mais également du flux lumineux incident sur ce dernier. Il en résulte des effets indésirables sur le signal global mesuré sur le capteur. L'objet de cette partie est d'étudier les principales sources de bruit présentes dans notre système de détection optique : le bruit de lecture, le bruit thermique et surtout le bruit de photons. Le bruit de photons est lié à la nature quantique de la lumière. Il a longtemps été considéré comme une limitation fondamentale.

#### 6.1.1. Bruit de photons

Le bruit des photons [Jer05, Bar08, Sal06, Laq07, Wan08] est le bruit associé à l'arrivée aléatoire de photons sur la surface du capteur au moment de l'intégration. Il s'agit de l'expression d'un processus naturel plutôt que de la technologie de conception ou de fabrication du capteur. Ainsi, le bruit de photons est le bruit le plus fondamental parmi toutes les sources de bruit qui affectent les capteurs optiques.

Dans le cas où la surface du détecteur est exposée à une source lumineuse, les photons qui arrivent à des intervalles de temps aléatoires sont régis par les statistiques de Poisson. Par conséquent, le bruit du photon est égal à la racine carrée du nombre de photons reçus  $N_P$  sur la surface du capteur. Il est donné en photons par :

$$\sigma_{\text{photon}} = \sqrt{N_P} \quad (\text{III.1})$$

#### 6.1.2. Bruit d'obscurité

L'origine du bruit d'obscurité [Jer05, Bar08, Sal06, Laq07, Wan08] provient de la génération spontanée des paires d'électrons-trous dans le semi-conducteur de silicium. Ce mécanisme de génération est un processus thermique qui dépend fortement de la température et du temps d'intégration de la caméra. Similaire au bruit des photons, la génération de paire d'électrons trous obéit également à la loi statistique de Poisson. Ainsi, le bruit thermique sera égal à la racine carrée du nombre d'électrons générés  $N_e$  durant le temps d'intégration. Exprimé en électrons :

$$\sigma_{\text{obscurité}} = \sqrt{N_e} \quad (\text{III.2})$$

#### 6.1.3. Bruit de lecture

Le bruit de lecture [Gon10] regroupe tous les bruits qui surviennent lors de la conversion des charges électriques en une tension électrique. Il résulte principalement des non-uniformités de certains paramètres des composants utilisés dans le capteur, surtout celles des transistors MOS (tensions de seuil, courants, transconductances, impuretés, etc.). Parmi les contributions principales on peut noter le bruit de l'amplificateur, le bruit de reset et bruit de quantification.

##### a) Bruit de l'amplificateur

Ce bruit se compose principalement du bruit thermique et du bruit du flicker.

Le bruit de Flicker [Laq07, Wan08, Zim06] est également appelé bruit 1/f ou bruit de basse fréquence. Il peut avoir plusieurs origines : soit les impuretés dans le matériau qui libèrent aléatoirement des porteurs de charge, soit des recombinaisons électrons - trous parasites. Ce bruit est inversement proportionnel à la fréquence et dépend fortement de la technologie de CMOS choisie et notamment de la géométrie de transistor utilisé dans le pixel.

Le bruit thermique [Zim06] est également appelé bruit de Johnson. Il est dû au mouvement aléatoire des électrons sous l'effet de la température dans le composant électronique contenu dans le pixel. Sa moyenne quadratique est donnée par :

$$\sigma_{\text{Johnson}} = \sqrt{4 * K * T * R} * \sqrt{\Delta f} \quad (\text{III.3})$$

Avec  $k$  : constante de Boltzmann,  $T$  : température absolue (K) ;  $R$  : partie résistive du composant ; et  $\Delta f$  : bande passante.

#### b) Bruit de reset

L'origine du bruit de reset [Caj12, Laq07, Wan08] provient du bruit thermique du transistor de remise à zéro. Sa moyenne quadratique est donnée par :

$$\sigma_{reset} = \sqrt{\frac{KT}{C}} \quad (\text{III.4})$$

Où  $C$  est la capacité du condensateur exprimé en farad.

#### c) Bruit de quantification

La conversion du signal analogique (charge des pixels) en un signal numérique induit un bruit que l'on nomme bruit de quantification [Jer05, Bar08]. Ce bruit représente l'erreur moyenne commise en échantillonnant le signal analogique sur un nombre fini de pas de codeur. La conversion du signal analogique sur un nombre élevé de bits permet de réduire ce bruit.

L'ensemble de ces bruits participe au bruit total du capteur. Afin d'évaluer le bruit total, il est nécessaire de calculer la moyenne quadratique des différents bruits qui la compose.

#### 6.1.4. Bruit total

L'écart-type du bruit total représente la moyenne quadratique des différentes écart-types des bruits entachant le signal car ceux-ci sont indépendants. Ce bruit est donné par :

$$\sigma_{total} = \sqrt{\sigma_{photons}^2 + \sigma_{obscurité}^2 + \sigma_{lecture}^2} \quad (\text{III.5})$$

Un récapitulatif des valeurs de bruits donnés par le constructeur est résumé dans le tableau III.3. Notons que ces valeurs sont calculées dans les conditions optimales de mesures : proche de la saturation pour le bruit de photons et pour un temps d'intégration maximal de 0,4 s pour le bruit d'obscurité.

Type de bruit	Valeur en électrons
Bruit de photons	447
Bruit d'obscurité	206 (107000e-/s)
Bruit de lecture	220

**Tableau III.3: Estimation du constructeur des différents types de bruit de la camera Photonfocus**

Le bruit total dans ces conditions pour cette caméra est :

$$\sigma_{total} = \sqrt{447^2 + 206^2 + 220^2} = 539 \text{ électrons}$$

La caméra Photonfocus MV1-D1024E-160-CL possède une profondeur de puits de 200000 électrons, ce qui correspond sous 12 bits à un bruit total de :

$$\sigma_{total} = \frac{\sigma_{total} \text{ en électrons} * 4096}{200000} = 11 \text{ u. a}$$

Le but de l'évaluation du bruit est de déterminer l'amplitude de la dispersion de la valeur mesurée. Cette évaluation doit se faire dans les mêmes conditions que l'expérimentation. L'objectif de la partie suivante est de déterminer expérimentalement chacune de ces composantes et surtout, le bruit total de la chaîne de détection.

## 6.2. Estimation expérimentale de bruit

### 6.2.1. Bruit de photons

Le bruit de photons dépend du nombre de photons incidents mais également du nombre d'électrons générés dans les pixels par le coefficient de rendement quantique. Son expression en électrons en fonction de l'intensité lumineuse incidente moyenne sur le capteur s'exprime :

$$\sigma_{\text{photon}} = \sqrt{\frac{I_{\text{inc moy}} * 200000}{4096}} = \sqrt{I_{\text{inc moy}} * 48.6} \quad (\text{III.6})$$

Avec  $I_{\text{inc moy}}$  est l'intensité moyenne.

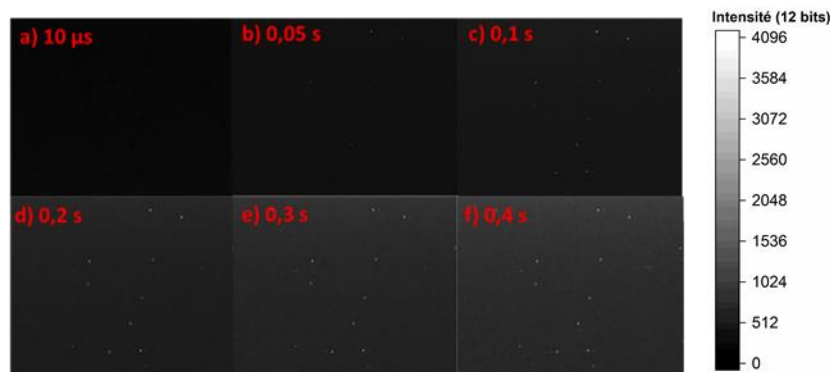
Dans notre cas, l'intensité moyenne est 3500 u.a qui correspond à : 170898 e-. Ainsi le bruit du photon est :

$$\sigma_{\text{photon}} = \sqrt{170898} = 413 \text{ e-}$$

### 6.2.2. Bruit d'obscurité

Le bruit d'obscurité dépend de la température du capteur et du temps d'intégration. Afin d'estimer le nombre moyen d'électrons générés thermiquement dans les pixels par unité de temps, nous avons mesuré le signal d'obscurité des images en variant le temps d'intégration sans exposer le capteur à la lumière.

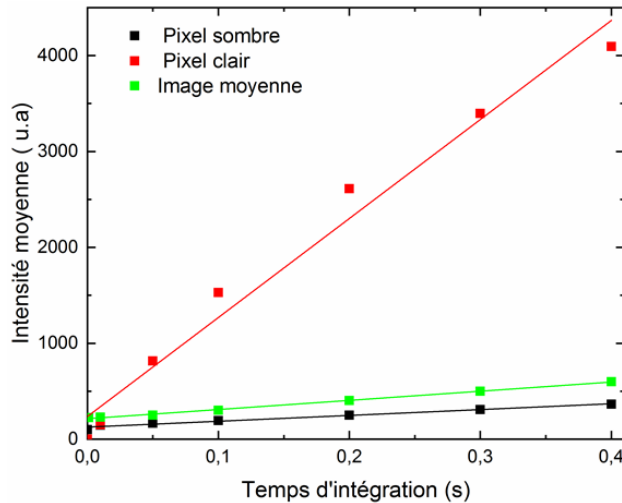
Le figure III.17 présente l'évolution du signal d'obscurité sur la matrice de pixels de 1024\*1024 pixels en faisant varier le temps d'intégrations entre 10  $\mu\text{s}$  et 0,4s à température fixe. Nous constatons que le signal d'obscurité augmente bien avec le temps d'intégration. On remarque une non-uniformité spatiale du signal d'obscurité, certains pixels se saturent rapidement (points blancs) signe que le nombre de charges électriques maximales accumulées dans le pixel est rapidement atteint. Ces pixels de la matrice du capteur sont problématiques pour nos mesures. Leur saturation engendrera des artefacts locaux sur nos images thermiques.



**Figure III.17: Évolution du courant d'obscurité dans la matrice 1024\*1024 pixels de la caméra en fonction de temps d'intégrations : a) 10  $\mu\text{s}$  b) 0,05 s c) 0,1 s d) 0,2 s e) 0,3 s f) 0,4 s**

Afin d'éliminer l'effet de ces pixels, une option « hot pixel » est disponible dans les mesures de la caméra. Cette option consiste en un lissage entre le pixel chaud avec ses 2 voisins.

Nous avons estimé le signal d'obscurité pour un pixel sombre (faible courant d'obscurité), un pixel clair (hot pixel), et sa moyenne sur l'ensemble du capteur (1024 pixels \* 1024 pixels). La figure III.18 présente l'évolution du courant d'obscurité en unité arbitraire (12 bits) en fonction du temps d'intégration pour un pixel sombre, un hot pixel et pour l'ensemble de la matrice.



**Figure III.18: Évolution de l'intensité moyenne du signal d'obscurité en fonction de temps d'intégration : a) pour l'ensemble du capteur (1024 pixels \* 1024 pixels), b) pour un pixel clair et sombre**

Une régression linéaire de ces points a été réalisée afin d'extraire le signal d'obscurité par unité de temps. Les résultats sont résumés dans le tableau III.4. Les valeurs sont données en unité arbitraire et en nombre d'électrons. On constate que le courant d'obscurité varie entre 608 et 8394 u.a./s pour les pixels de la matrice avec une valeur moyenne de 955 u.a./s. Les hot pixels étant peu nombreux, nous utiliserons la valeur moyenne pour l'expression du signal d'obscurité.

Cas	Signal d'obscurité ( $I_{u.a/s}$ )	Signal d'obscurité ( $I_{é/s}$ )
	en u.a/s	en électrons/s
Pixel sombre	608	29687
Pixel clair	8394	409863
Ensemble du capteur (1024 pixels * 1024 pixels)	955	46630

**Tableau III.4: Estimation du courant d'obscurité pour pixel clair, pixel sombre et l'ensemble du capteur (1024 pixels \* 1024 pixels)**

Le signal d'obscurité obéit à la loi statistique de Poisson, le bruit associé à ce signal pour un temps d'intégration  $T$  s'exprime par :

$$\sigma_{(obscurité)} = \sqrt{I_{é/s} * T} \quad (III.7)$$

Nous avons calculé le bruit d'obscurité moyen obtenue à 400 ms. Ce bruit est de 136 électrons. Il est nettement inférieur aux données du constructeur. Cela peut être dû au fait que nos mesures n'ont pas été réalisées à la même température extérieure (19°C dans notre cas et aucune précision par le constructeur) et au fait que le courant d'obscurité est fortement dépendant de la qualité technologique du capteur et pourrait varier d'une caméra à une autre.

### 6.2.3. Bruit de lecture

Le bruit de lecture est un bruit électronique qui apparaît lors de la conversion du nombre de photoélectrons en une tension électrique. Cette tension est ensuite convertie en signal numérique sur 12 bits dans notre cas. Pour mesurer le bruit de lecture, le capteur ne doit recevoir aucun flux lumineux et le temps d'intégration doit être nul, cela dans le but de minimiser le signal d'obscurité.

Afin d'obtenir une valeur expérimentale de bruit de lecteur de notre camera, nous avons fixé le temps d'intégration à 10  $\mu$ s (temps minimale de la caméra) sans exposer le capteur à la lumière. Nous

avons ensuite enregistré une image de taille 1024 pixels \* 1024 pixels issue de la caméra, puis calculer la moyenne de l'écart-type  $\sigma_{ij}$  des pixels par la formule (III.8).

$$\sigma_{ij} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N (x_{ij} - \bar{x})^2}{M * N}} \quad (\text{III.8})$$

Où  $N * M$  est la dimension de l'image,  $x_{ij}$  est la valeur de chaque pixel et  $\bar{x}$  la moyenne de pixels. Le bruit de lecture moyen obtenu en électrons est :

$$\sigma_{lecture} = 210 e^-$$

La valeur du bruit de lecteur obtenu est très proche de celui fournit par le constructeur (220 e-).

#### 6.2.4. Bruit total de la camera

Le bruit total dépend des conditions expérimentales. Il dépend du temps d'intégration de la caméra et/ou du flux optique de la LED. En utilisant les formules (III.6) et (III.7), l'expression de bruit totale est en fonction de l'intensité moyenne et du temps d'intégration :

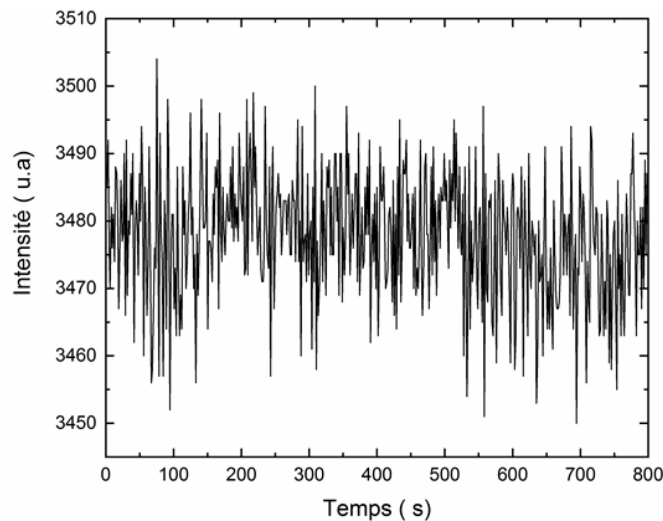
$$\sigma_{total} = \sqrt{I_{incmoy} * 48.6 + (210)^2 + I_{e/s} * Tint} \quad (\text{III.9})$$

Dans notre cas ( $T = 0.4$  s et  $I_{incmoy} = 3500$  u.a), le bruit total est :  $\sigma_{total} = 482 e^-$ . Cette valeur de bruit correspond à 9.87 u. a en intensité. Il est inférieur au bruit obtenu par le constructeur (partie 6.1.4).

Le bruit de notre camera CMOS étant défini, il sera possible d'estimer ce bruit en fonction des conditions de mesures et déterminer l'incertitude des mesures.

#### 6.2.5. Bruit total d'un pixel

Nous avons également estimé le bruit total en suivant l'évolution de l'intensité d'un pixel choisi arbitrairement en fonction du temps. Cette estimation a été réalisée en calculant l'écart quadratique moyen par la formule (III.6). Ces intensités ont été mesurées au cours de 13 minutes, avec un temps d'intégration de 0,4 s. La figure III.19 présente cette évolution en fonction du temps.



**Figure III.19: Courbe de l'évolution de l'intensité d'un pixel**

Nous avons obtenu un écart quadratique moyen de 463 e- qui est équivalent à 9,45 u.a. Cet écart représente le bruit total de pixel. En comparant ce résultat avec celui obtenu dans la partie 6.2.4, on retrouve le même résultat.

### 6.2.6. Discussion sur le rapport signal à bruit

Le rapport signal à bruit (RSB) décrit la qualité d'une mesure. En imagerie, le RSB fait référence à l'amplitude relative du signal par rapport à l'incertitude de ce signal. Plus précisément, il s'agit du rapport entre le signal mesuré et le bruit total mesuré lors d'une illumination. Un RSB élevé est particulièrement important pour augmenter la sensibilité de la mesure. Son expression est donnée par :

$$S/B = \frac{Signal}{Bruit} = \frac{Signal}{\sqrt{\sigma_{photons}^2 + \sigma_{obscurité}^2 + \sigma_{lecture}^2}} \quad (III.10)$$

Le tableau III.5 présente un récapitulatif des valeurs de bruits obtenu expérimentalement.

Type de bruit	Valeur en électrons
Bruit de photons	412
Bruit d'obscurité	136
Bruit de lecture	210

**Tableau III.5: Estimation expérimentale des différents types de bruit de la camera Photonfocus**

Pour un temps d'intégration de 0.4 s, on constate que le bruit de photon domine les autres bruits. Alors, le rapport sera dépendu essentiellement du bruit de photons et il vaut :

$$S/B = \frac{Signal}{Bruit} = \frac{Signal}{\sqrt{\sigma_{photon}}} \quad (III.11)$$

Afin d'augmenter ce rapport, il est nécessaire de réduire le bruit de photons.

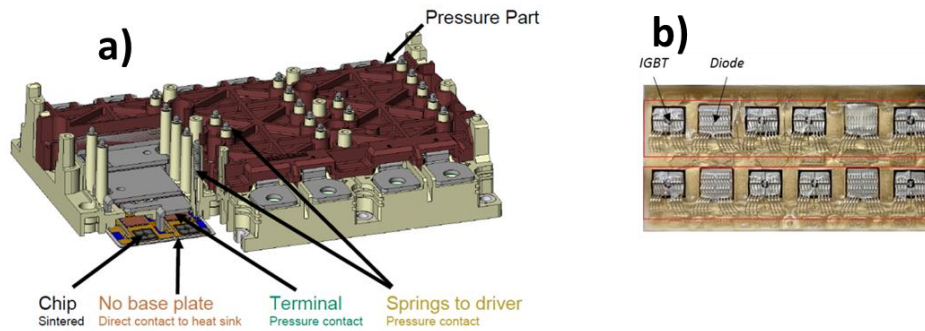
Les mesures par thermoréfectance doivent suivre un protocole bien établi dont une partie dépend de la caractéristique des échantillons mesurés. Dans la partie suivante nous détaillerons ce protocole de mesure adapté aux composants de puissance.

## 7. Optimisation de mesure sur la métallisation d'émetteur d'IGBT

### 7.1. Description générale de l'échantillon

L'échantillon utilisé pour nos mesures est un module commercial SKIM63 de Semikron (cf. figure III.20a). Ce module est un convertisseur de puissance trois bras, composé chacun de deux interrupteurs. À chacun des trois bras est associé un substrat DCB. Ce dernier est constitué de huit puces IGBTs mises en parallèle et 4 diodes de roue libre (cf. figure III.20b).

Le module SKIM63 de Semikron possède une structure d'assemblage bien particulière. Tout d'abord, il ne possède pas de semelle. Le substrat DCB est mis directement en contact avec le refroidisseur via une graisse thermique déjà pré-déposée par le fabricant. Le maintien mécanique du substrat DCB contre le refroidisseur, ainsi que les différentes mises en contact électriques pour l'acheminement des fortes et faibles puissances sont réalisées par un ensemble de systèmes de pression et de ressorts intègre dans la structure du module (cf. Figure III.20a).



**Figure III.20: a) Représentation du module SKIM63 de Semikron, b) Image d'un substrat DCB du module SKIM63 de Semikron**

Nous avons extrait un substrat DCB d'un bras et nous avons isolé une puce IGBT pour les essais de mesure. Ces essais de mesure par thermoréfectance ont été réalisés sur la métallisation d'émetteur de ce puce. Les puces étant packagées dans un DCB et il a fallu établir un protocole adapté à ces composants : choix longueur d'onde, optimisation signal sur bruit, fréquence d'excitation, et évaluer la méthode de calibration la mieux adaptée aux besoins des mesures.

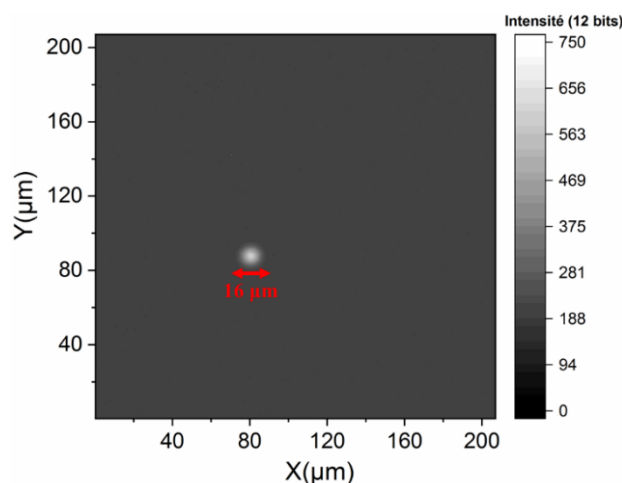
## 7.2. Optimisation de paramètres expérimentaux avant les mesures

### 7.2.1. Choix de la longueur d'onde $\lambda$

La connaissance du coefficient de thermoréfectance est la difficulté première de la technique parce que ce coefficient dépend des caractéristiques des matériaux et de la longueur d'onde d'illumination. Il faut calibrer la valeur de ce coefficient pour chaque échantillon et pour chaque longueur d'onde utilisée. Les valeurs du coefficient de thermoréfectance se situent en général entre  $10^{-6}$  et  $10^{-3}$ . Ces faibles valeurs sont responsables du manque de sensibilité des mesures effectuées en thermoréfectance, surtout en large champ, à cause du faible rapport signal à bruit des caméras. En général ce rapport se situe autour de  $10^{-3}$  ce qui donne pour une valeur de  $k$  de  $10^{-4}$  une sensibilité qui est de l'ordre d'une dizaine de degrés. La sensibilité peut être améliorée en exploitant la dépendance de  $k$  avec la longueur d'onde d'illumination.

Nous avons déterminé la longueur d'onde offrant le coefficient de thermoréfectance le plus grand sur la métallisation de l'émetteur d'IGBT. Nous avons réalisé des spectres de l'intensité  $I$  en fonction de la longueur d'onde avec le spectromètre ULS2048CL-EVO pour différentes températures. Le contrôle de la température a été réalisé avec le contrôleur de température Linkam PE120.

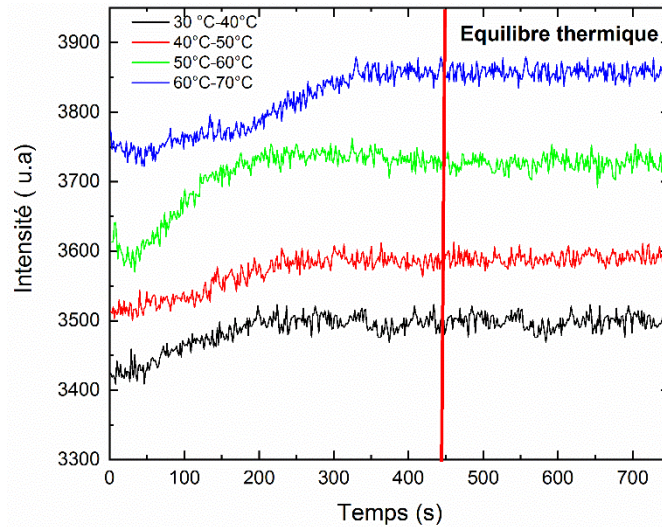
La figure III.21 présente la taille de la surface mesurée par le spectromètre ULS2048CL-EVO. Ce spectromètre permet de mesurer une surface de  $16 \mu\text{m} \times 16 \mu\text{m}$ .



**Figure III.21: taille de la surface mesurée par le spectromètre**



Une condition nécessaire avant de réaliser les spectres est d'attendre que l'échantillon se thermalise. Pour évaluer ce temps de thermalisation, nous avons suivi l'intensité d'un pixel au cours de temps en utilisant la caméra. La figure III.22 présente l'évolution de l'intensité de pixel en fonction du temps, réalisée pour différents passages de températures.



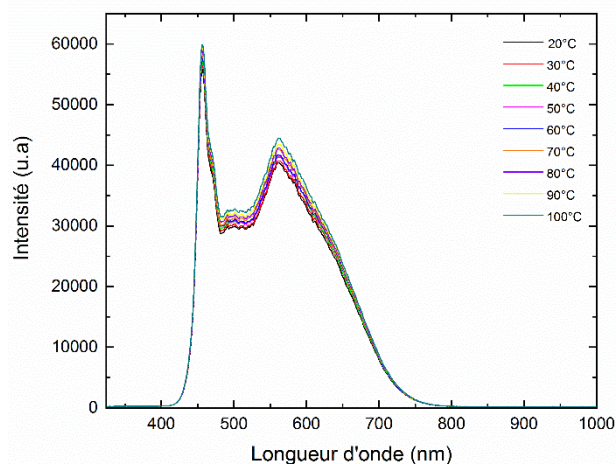
**Figure III.22: Évolution de l'intensité d'un pixel en fonction du temps pour différents passages de températures**

On constate que pour une augmentation de 10 °C, il faut compter environ 7,5 minutes pour atteindre l'équilibre thermique sur nos modules. Les oscillations observées sur les courbes d'intensité en fonction du temps sont dues à des vibrations mécaniques parasites.

Nous avons également estimé ce temps d'équilibre et vérifié l'homogénéité de la température sur différentes zones de la surface en utilisant notre capteur thermique à cristal GaAs. Les températures étaient bien homogènes après 7,5 min.

Les spectres de l'intensité réfléchie par l'échantillon ont été réalisés pour un temps d'intégration constant de 3 ms. Ce temps d'intégration a été utilisé afin de maximiser le signal et d'éviter la saturation du spectromètre. Ces spectres ont été réalisés de 20 °C à 100 °C avec un pas de 10 °C.

La figure III.23 présente les différents spectres obtenus sur la métallisation d'émetteur d'IGBT. On constate que plus la température augmente plus l'intensité du signal augmente, ce qui est caractéristique d'un coefficient de thermoréfectance positif.



**Figure III.23: Spectres de l'intensité de la lumière réfléchie obtenus à pour températures de 20 °C à 100 °C avec un pas de 10 °C sur la métallisation d'émetteur d'IGBT**

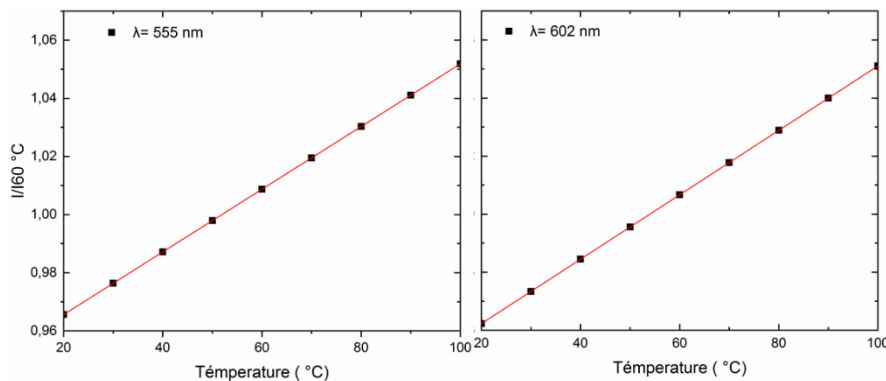
Nous avons calculé les coefficients de thermoréfectance pour chaque longueur d'onde en utilisant un programme développé sous Matlab. Ce coefficient a été extrait par un ajustement linéaire de la courbe de l'intensité normalisée  $I/I_{\text{nor}}$  en fonction de la température  $T$ . Afin de déterminer la température de normalisation  $T_{\text{nor}}$ , nous avons calculé le coefficient de thermoréfectance pour différentes températures. Ce coefficient a été calculé pour la longueur d'onde 560 nm. Les résultats sont résumés dans le tableau III.6.

$T_{\text{nor}} \text{ } ^\circ\text{C}$	Coefficient de thermoréfectance $k$
20	0,00113
30	0,00111
60	0,00109
80	0,00111
100	0,00112

**Tableau III.6: Coefficients de thermoréfectance  $k$  obtenus pour différentes températures de normalisation**

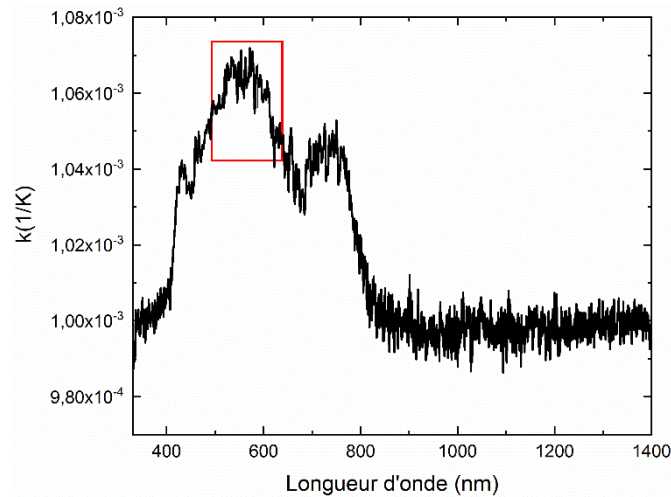
On constate que les écarts entre les coefficients de thermoréfectance sont faibles. Nous nous sommes donc placés sur la valeur au centre. Dans la suite, les valeurs reportées dans la courbe  $I/I_{\text{nor}}(T)$  sont normalisées par rapport à la température moyenne ( $T=60^\circ\text{C}$ ).

Un exemple d'ajustement linéaire pour deux différentes longueurs d'onde est présenté dans la figure III.24. On constate un comportement parfaitement linéaire de l'intensité réfléchie avec la température.



**Figure III.24: Exemple d'ajustement linéaire de la courbe de l'intensité en fonction de la température pour différentes longueurs d'onde**

La figure III.25 présente les coefficients  $k$  obtenus sur la métallisation d'émetteur d'IGBT en fonction de la longueur d'onde.



**Figure III.25: Coefficients de thermoréfectance k en fonction de la longueur d'onde obtenus sur la métallisation d'IGBT**

Afin de choisir le filtre adapté à nos mesures, nous avons calculé le coefficient de thermoréfectance moyen de chaque filtre. Les résultats sont résumés dans le tableau III.7.

Filtre	k moyen ( $10^{-3}$ )
AT350/50x	0,9990
ET405/10x	1,0089
ET470/40x	1,0416
ET545/25x	1,0652
ET577/25x	1,0645
ET620/60x	1,0519

**Tableau III.7: Coefficients de thermoréfectance k obtenus pour différents filtres dichroïques**

Nous constatons que le coefficient de thermoréfectance est maximal pour des longueurs d'onde comprises entre 445 et 620 nm. Ainsi, parmi les filtres disponibles, les filtres ET545/25x, ET577/25x et ET620/60x permettent d'obtenir un maximum de sensibilité. Nous utiliserons dorénavant le filtre ET620/60x puisque la moyennage de k s'est fait sur une gamme de longueurs d'ondes plus grand que les autres.

### 7.2.2. Influence de l'accumulation d'images sur le rapport signal à bruit

Une augmentation du rapport signal sur bruit RSB permet d'augmenter la sensibilité de la mesure de  $\Delta R/R$ . Nous avons vu que ce rapport dépend essentiellement du bruit de photons. Si, pendant un temps d'intégration T donné, une certaine surface de la matrice reçoit un nombre N de photons, alors le rapport signal sur bruit vaut :

$$RSB = \frac{\text{Signal}}{\text{Bruit}} = \frac{N}{\sqrt{N}} = \sqrt{N} \quad (\text{III.12})$$

Le niveau de bruit d'une image diminue avec le nombre d'images accumulées, ceci est dû au fait que l'écart type de bruit gaussien varie de manière inversement proportionnelle à la racine carrée du nombre d'images accumulées. Le rapport signal à bruit après une accumulation de N images s'exprime par :

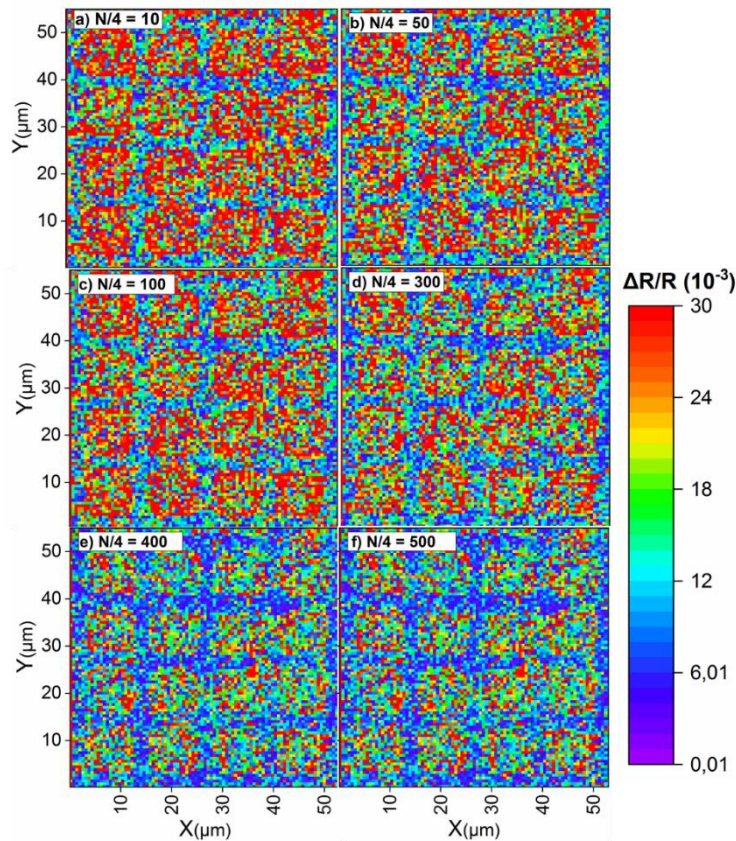
$$\frac{S_N}{B_N} = \sqrt{N} \frac{S_0}{B_0} \quad (\text{III.13})$$

Avec  $S_N$ ,  $B_N$  le signal et le bruit après une accumulation de  $N$  images,  $S_0$  et  $B_0$  le signal et le bruit sur une image.

Afin d'augmenter ce rapport, il est nécessaire d'augmenter le nombre d'images accumulées  $N$ . En d'autres termes, l'utilisation d'une moyenne d'images prises quatre à quatre dans le cas des mesures 4 buckets permet d'augmenter le rapport signal sur bruit.

Afin d'étudier l'influence de l'accumulation d'images sur le niveau de bruit total, nous avons étudié l'influence du nombre d'images accumulées sur les images en réflectivité. Pour cela nous avons effectué plusieurs mesures de 4 buckets en gardant la puissance de la LED constante et en ne faisant varier à chaque fois que le nombre d'images accumulées  $N$  dans le calcul. L'étude a été réalisée en polarisant l'IGBT avec une excitation sinusoïdale sur la tension du collecteur-émetteur  $V_{ce} = 2$  V et un  $V_{ge} = 8,5$  V fixe (correspondant à 40 W). Les mesures ont été effectuées à une fréquence d'excitation de 0,625 Hz et à la longueur d'onde de 620+/-30 nm.

Les figures III.26 présentent les images de thermoréflectance obtenues sur la métallisation d'émetteur IGBT par cette étude à un grossissement x50 et pour différents nombres d'images accumulées  $N$ .



**Figure III.26: Images de thermoréflectance obtenues sur la métallisation d'émetteur IGBT et avec un grossissement x50 pour différents cas de nombre d'images accumulées**

On constate que pour une accumulation de 400 images avec un temps d'intégration de 400 ms, l'image en réflectivité n'est plus améliorée en termes de rapport RSB.

Le tableau III.8 présente les variations de  $\Delta R/R$  moyens obtenus pour ces différents nombres d'images accumulées. On constate que les valeurs en réflectivité sont fortement perturbées par le bruit de photon et qu'il faut atteindre un seuil en accumulation d'images pour obtenir la valeur optimale de



mesure. Cependant le rapport signal sur bruit devrait diminuer tant que le nombre d'images accumulées augmente d'après la relation III.12. On s'aperçoit ici que ce n'est pas le cas. L'explication vient de la contribution du bruit d'obscurité qui n'est plus négligeable face au bruit de photon.

En conclusion, si on veut optimiser les mesures il faut augmenter le nombre d'images à moyenner et réduire le bruit du courant d'obscurité en diminuant le temps d'intégration par image. Le nombre optimal d'image à moyenner sera dépendant du temps d'intégration des images et le temps d'intégration sera fonction de la nature de la mesure.

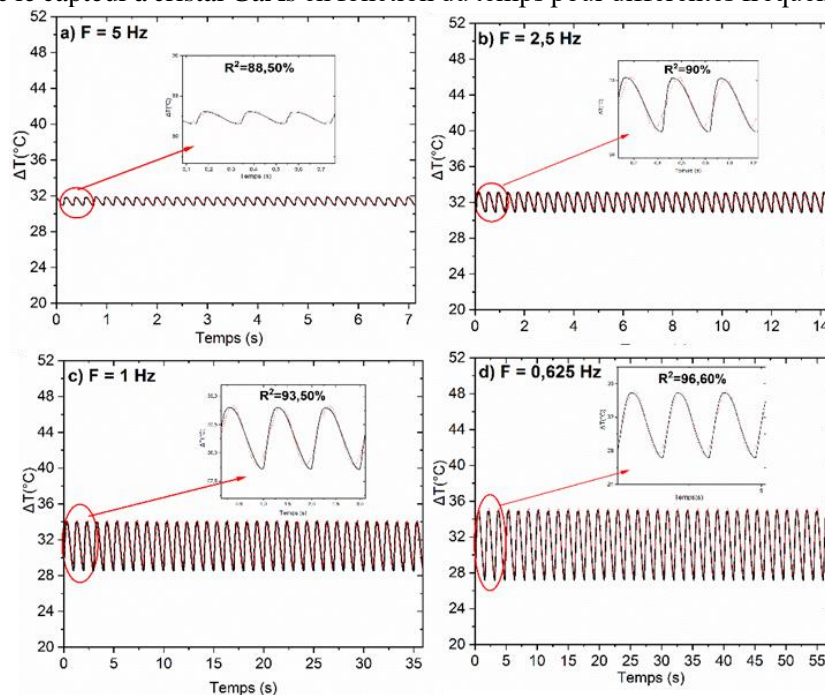
Nombre d'images accumulées (N/4)	$\Delta R/R$ moyen ( $10^{-2}$ )
10	2,250
50	2,170
100	2,165
300	1,950
400	1,570
500	1,570

**Tableau III.8: Valeurs de  $\Delta R/R$  obtenus pour différents nombres d'accumulation d'images**

### 7.2.3. Choix de fréquence d'excitation

Afin de réaliser des mesures thermiques les plus représentatives de la réalité par accumulation d'images, il est nécessaire de déterminer la fréquence d'excitation électrique minimale du composant qui permet le retour à l'équilibre thermique entre chaque cycle de mesure. Cette fréquence est dépendante de la nature du composant et de son packaging.

Pour cette étude, nous nous sommes placés dans des conditions de mesure statique par 4 buckets. Nous avons choisi une excitation sinusoïdale de manière à pouvoir utiliser le coefficient de calibration démontré dans le chapitre 1. Nous avons fait varier la fréquence d'excitation de 5 Hz à 0,625 Hz de la tension du collecteur-émetteur avec un  $V_{ce\ max} = 0,8\ V$  pour un  $V_{ge} = 8,5\ V$  constant pour la puce IGBT dans le module. La figure III.27 présente la variation de la température mesurée à la surface du composant avec le capteur à cristal GaAs en fonction du temps pour différentes fréquences d'excitations.



**Figure III.27: Courbes de la variation de la température mesurée avec le capteur à cristal GaAs pour différentes fréquences d'excitations et à ( $V_{ce} = 0,8\ V$ ,  $V_{ge} = 8,5\ V$ )**

Nous avons réalisé un ajustement des signaux afin d'estimer le pourcentage similitude du signal thermique avec la forme sinusoïdale électrique. On constate que pour une fréquence de 0,625 Hz, le signal thermique est en accord de 97% avec le signal d'excitation électrique et donne la plus grande variation de température sur la surface du composant. Cette fréquence correspond à un temps d'intégration de 400 ms par image.

Cette fréquence représente fréquence seuil à respecter pour obtenir des résultats thermiques représentatifs d'une injection de puissance de 40 Watts correspondant à un point de fonctionnement  $V_{ce}=0,8$  V et  $V_{ge}= 8,5$  V. Cette fréquence seuil correspond également au meilleur rapport signal sur bruit du courant d'obscurité.

Ce type de mesure préliminaire est obligatoire pour déterminer les fréquences de mesure minimale pour le moyennage d'images en vue d'une optimisation du bruit de photons.

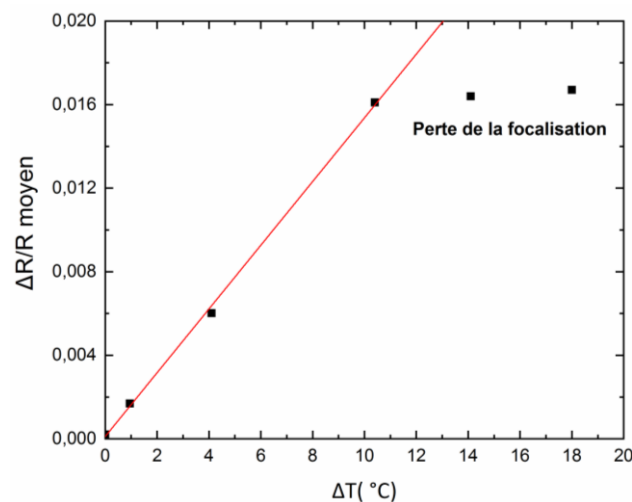
Afin d'obtenir une température quantitative de la surface de IGBT, il est nécessaire de déterminer le coefficient de la thermoréfectance du matériau mesuré

### 7.3. Étalonnage en température sur la métallisation de l'émetteur d'IGBT

Le but de cette partie est de comparer les trois méthodes de calibration citée dans le chapitre I afin de choisir la méthode là mieux adaptée aux besoins des mesures : rapidité, précision, grandeur relative absolue...

#### 7.3.1. Calibration par la méthode 4 buckets

Afin de réaliser la calibration en température de la métallisation d'émetteur à la surface de IGBT par la méthode de 4 buckets, nous avons polarisé le composant IGBT par différentes excitations sinusoïdales ( $V_{ce\ max}= 0; 0,5; 0,6$  et  $0,8$  V) et à une fréquence  $f=0,625$  Hz constante. Nous avons ensuite calculé les variations de  $\Delta R/R$  moyens et tracé ses dépendances avec  $\Delta T$ . La figure III.28 présente  $\Delta R/R$  moyen obtenu sur la métallisation de l'émetteur en fonction de la variation de température moyenne.



**Figure III.28: Courbe de calibration obtenu sur la métallisation d'émetteur d'IGBT par la méthode de 4 buckets à la longueur d'onde de 620+/-30 nm**

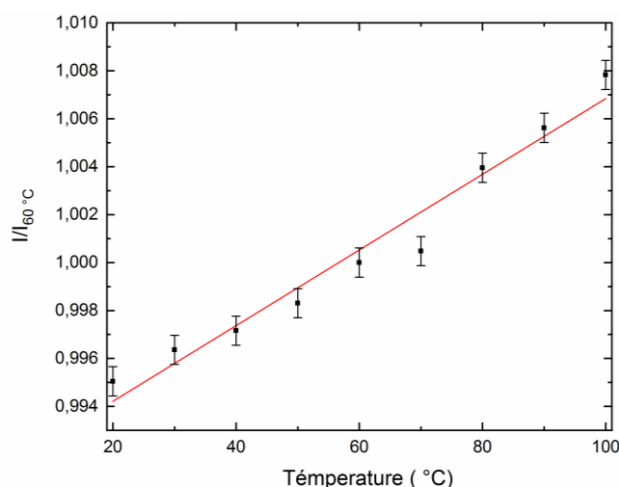
On constate que les points sont parfaitement alignés ce qui correspond bien à la relation de linéarité entre la température et la variation relative de la réflectivité. Cependant, une perte de focalisation de la lumière est observée à partir de  $\Delta T = 10$  °C (correspond à la puissance 12 W). Cela est dû à la dilatation thermique du composant d'IGBT qui entraîne des modifications de la distance entre l'objectif et l'échantillon. Ce problème peut être résolu en utilisant un système piézo-électrique de focalisation.

Nous avons calculé la régression linéaire de ces points. Les résultats donnent un coefficient  $k_{\text{moy}} = 1,55 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ . Ce coefficient représente la valeur moyenne des coefficients de thermoréfectance de la surface mesurée. Il n'est pas représentatif des écarts pouvant être observés dus à la topologie de la surface mais sa détermination est rapide et s'avère utile pour des surfaces homogènes.

### 7.3.2. Calibration par la méthode k fixe

Cette calibration a été réalisée en portant l'échantillon à des températures de 20 °C à 100 °C avec un pas de 10 °C via la cellule PE120 et en prenant une moyenne de 2000 images par température avec notre caméra à la longueur d'onde 620+/-30 nm. L'intensité moyenne des images obtenues pour chaque température a été calculée.

La figure III.29 présente les points de calibration obtenus sur la métallisation de l'émetteur de l'IGBT pour ces différentes températures imposées. Les valeurs rapportées sur cette courbe sont normalisées par rapport à la température moyenne ( $T = 60 \text{ °C}$ ).



**Figure III.29: Courbe de calibration obtenue sur la métallisation d'émetteur d'IGBT par la méthode de k fixe à la longueur d'onde de 620+/-30 nm**

On constate que les points de mesures sont nettement moins alignés que dans le cas de la **calibration par la méthode 4 buckets**. Une régression linéaire de cette courbe a été réalisée afin d'extraire le coefficient de thermoréfectance moyen de la surface. Nous avons obtenu un  $k_{\text{moy}} = 1,57 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1}$ .

On constate un écart de 12 % avec la valeur de k obtenu dans la partie 7.3.1 par la méthode de 4 buckets. L'approche homodyne est préférable aux mesures directes, car le mécanisme de verrouillage en fréquence permet un rejet robuste du bruit et des signaux parasites avec des fréquences différentes de f.

Nous avons également étudié l'influence du nombre de points de mesures en température sur la valeur du coefficient de thermoréfectance. En effet dans la littérature transitoire [Bro18], de nombreuses équipes se limitent à deux points de mesure pour ce calcul du coefficient K. Le tableau III.9 présente les différentes valeurs des coefficients de thermoréfectance obtenues en fonction du nombre de points de calibration en température.

Nombres de points	$K_{\text{moy}} * 10^{-3}$
2	1,60
3	1,59
7	1,51
9	1,57



**Tableau III.9: Coefficients de thermoréfectance obtenus sur la surface d'IGBT en variant les nombres de points de température**

On constate que le coefficient  $k$  varie en fonction du nombre de points de calibration et que la valeur la plus proche de la méthode 4 buckets est celle obtenue pour un nombre maximal de points. Il est donc important de prendre un grand nombre de points de calibration dans le cas de mesures directes.

Cependant attribuer un coefficient  $k_{moy}$  à toute la surface mesurée peut introduire des incertitudes sur la cartographie du  $\Delta T$  si les surfaces présentent une structure non homogène. L'utilisation de coefficients de calibration locaux peut être nécessaire en fonction de la topographie de la surface.

### 7.3.3. Calibration par la méthode pixel par pixel

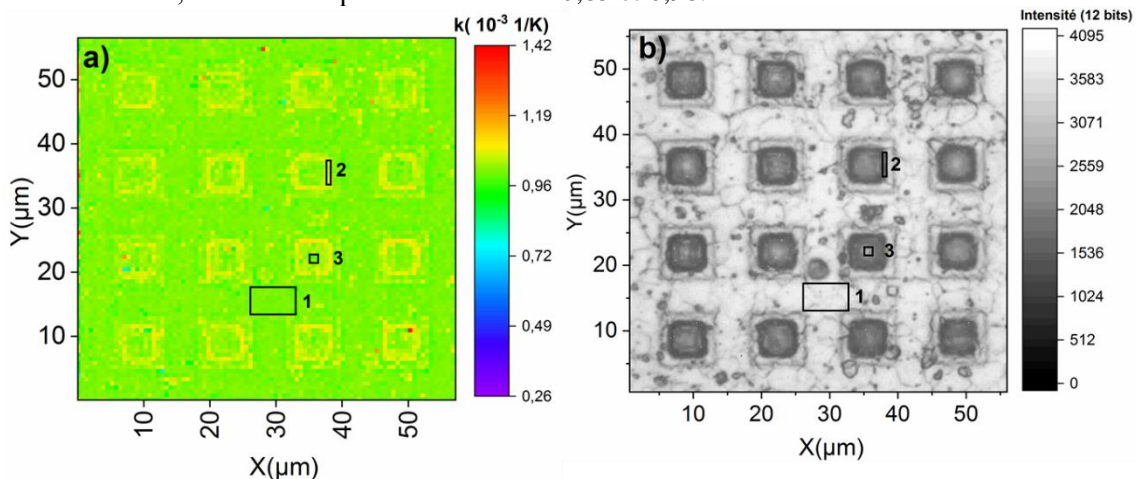
Nous avons développé sous Matlab un programme permettant d'extraire le coefficient de thermoréfectance  $k$  pour chaque pixel des images par ajustement linéaire de la courbe de l'intensité moyenne du pixel en fonction de la température. La figure III.30 présente la cartographie des coefficients de  $k$  obtenus sur la métallisation d'émetteur IGBT ainsi que l'image optique de la surface mesurée. On constate que l'image en  $k$  est représentative de l'image optique signe que les coefficients de thermorefectance sont directement corrélés à la topographie et nature de la surface.

Les coefficients de thermoréfectance ont des valeurs proches dans les régions intercellulaires (cf. zone 1 de la figure III.30 a) correspondant à une zone où la métallisation est parfaitement plane. Dans cette région, les valeurs de  $k$  varient faiblement de  $0,96 \times 10^{-3}$  à  $1,005 \times 10^{-3}$  avec une valeur moyenne de  $0,99 \times 10^{-3}$ .

Les valeurs de  $k$  changent radicalement au niveau des cellules élémentaires (zone 2 de la figure III.30a). On constate une grande disparité des coefficients de thermoréfectance sur le flanc de cellules. Les valeurs de  $k$  varient entre  $1,10 \times 10^{-3}$  à  $1,17 \times 10^{-3}$  pour une valeur moyenne de  $1,14 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1}$

On retrouve une homogénéité des coefficients de thermoréfectance au centre des cellules (zone 3 de la figure III.30 a). Dans cette région, les valeurs de  $k$  varient faiblement de  $0,97 \times 10^{-3}$  à  $1,006 \times 10^{-3}$  avec une valeur moyenne de proche de la valeur des zones intercellulaires.

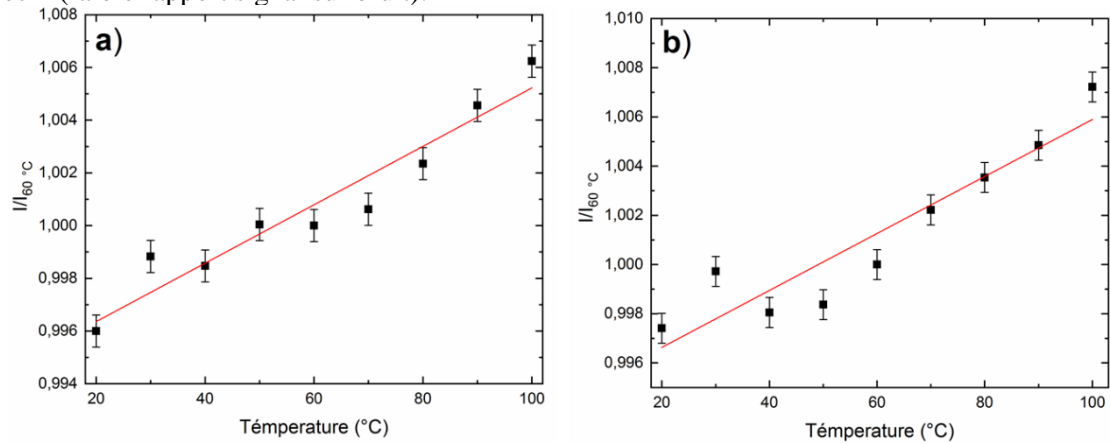
En calculant la moyenne de valeurs de l'image de  $k$ , on obtient un  $k_{moy}$  de  $1,012 \times 10^{-3}$ . On constate un écart de 35 % avec la valeur de  $k$  obtenu dans la partie 7.3.2 par la méthode de  $k$  fixe. Lorsque l'on s'intéresse aux coefficients de corrélation des ajustements donnant les coefficients de thermoréfectance, on constate qu'ils varient entre 0,85 et 0,98.



**Figure III.30: a) Cartographie des coefficients de thermoréfectance obtenue sur la métallisation d'émetteur d'IGBT à la longueur 620 nm, b) image optique de la surface mesurée**

La figure III.31 présente des exemples de ces ajustements linéaires pour deux pixels différents. La figure III.31a représente la fit d'un pixel choisi sur la région intercellulaire. La figure III.31b représente la fit d'un pixel choisi sur le flanc de cellule.

Nous avons obtenu un coefficient de corrélation de 0,92 pour le pixel de la région intercellulaire et de 0,87 pour celui du flanc de la cellule. Cette différence pourrait être expliquée par les fortes variations topographiques de la métallisation au niveau des cellules élémentaires qui perturbent le signal réfléchi (faible rapport signal sur bruit).



**Figure III.31: Courbes de calibration obtenue sur la métallisation d'émetteur d'IGBT par la méthode pixel par pixel à la longueur d'onde de 620 +/- 30 nm pour des pixels choisis arbitrairement**

La cartographie en k reflète la topographie de la surface. Ces résultats témoignent de l'importance de la calibration pixel par pixel pour des surfaces non homogènes et planes. Ce type de calibration est nécessaire dans le cas de mesures sur des composants de puissance dont la structure est tridimensionnelle en surface.

#### 7.3.4. Comparaison des différentes techniques de mesure

Un récapitulatif des principales caractéristiques de différentes méthodes de calibration mentionnées précédemment est présenté dans le tableau III.10.

Méthode	Avantages	Inconvénients	$K_{\text{moy}} (K^{-1})$
4 buckets	Simplicité de mise en œuvre Faible bruit Peu de points de mesures	Capteur externe Inhomogénéité de la température en surface non prise en compte K moyen sur la zone du capteur thermique Perte de la focalisation	$1,55 \times 10^{-3}$
k fixe	Simplicité de mise en œuvre	Inhomogénéité des topographies non prise en compte k moyen sur la surface étudiée Nombre de points de mesure	$1,57 \times 10^{-3}$
Pixel par pixel	Calibration locale précise	Traitement des données	$[0,97 \times 10^{-3}; 1,018 \times 10^{-3}]$ $1,012 \times 10^{-3}$

**Tableau III.10: Comparaison de différentes techniques de calibration**

### 7.3. Mesure de la variation de la réflectivité

Nous avons effectué des mesures statiques de variation de réflectivité par thermoréfectance sur la métallisation d'émetteur d'un IGBT du substrat DCB, en utilisant la méthode 4 buckets.

Les conditions expérimentales de la mesure sont résumées dans le tableau III.11.

$(V_{ce}, I_{ce})$ (V)	(1,9 ; 4,2)	(2,4 ; 10,4)
$V_{ge}$ (V)	8,5	
Puissance dissipée (W)	8	25
$\Delta T$ (°C) mesurée par la fibre optique	1,9	4
Fréquence de l'excitation (Hz)	0,625	
Longueur d'onde (nm)	620+/-30	
Nombre d'images par moyenne	500	

Tableau III.11: Conditions de mesures

La figure III. 32 présente les images de  $\Delta R/R$  obtenues sur la métallisation d'émetteur IGBT

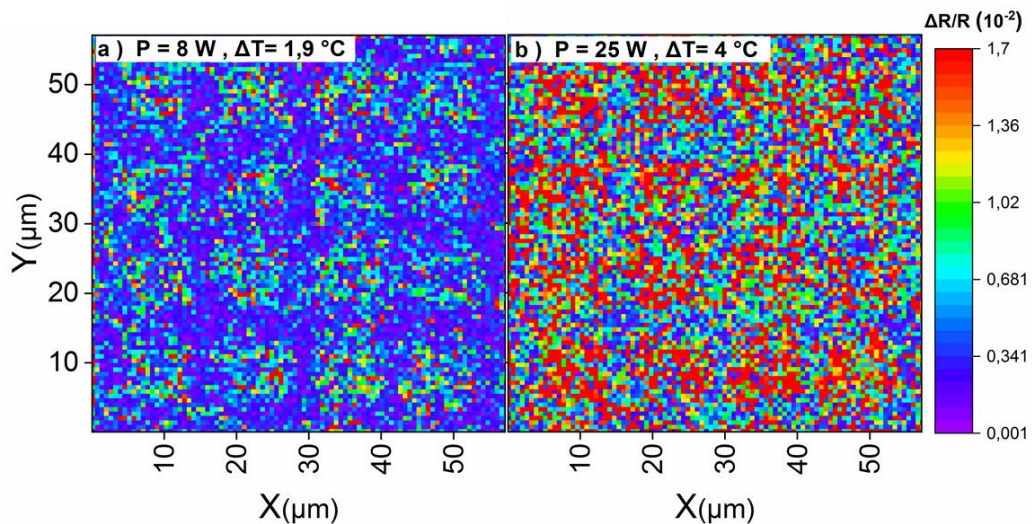


Figure III.32: Images de thermoréfectance obtenues sur la métallisation d'émetteur d'IGBT pour deux puissances

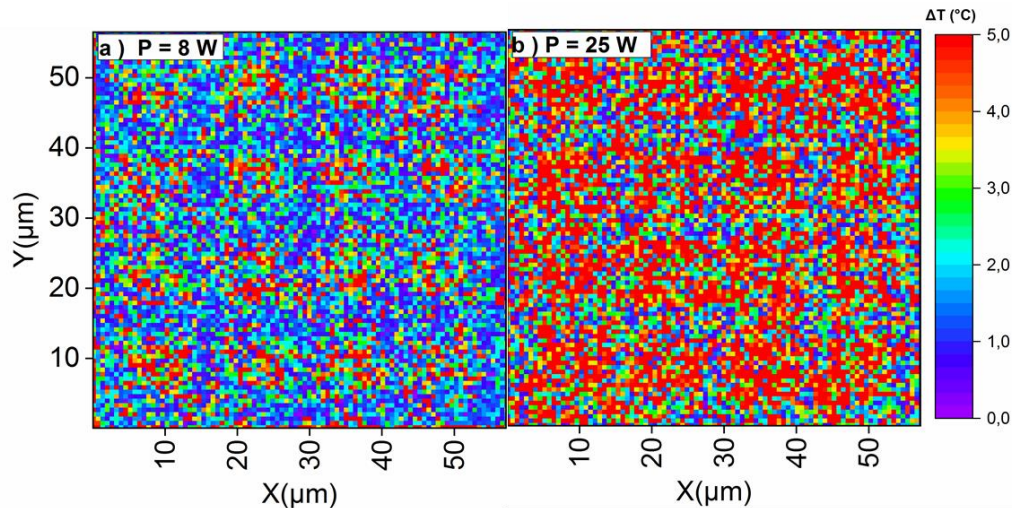
Si on compare les deux images, on observe un accroissement global de la variation de la réflectivité qui met en évidence un effet thermique.

En regardant plus en détails ces images de réflectivités, on constate que l'augmentation des variations des réflectivités est plus élevée au niveau des cellules élémentaires. Cependant en considérant les écarts des coefficients de thermoréfectance mesurées précédemment dans ces régions, on ne peut pas conclure sur l'aspect thermique du phénomène.

Ces images en réflectivité donnent une information qualitative de l'évolution de la température dans le composant avec la puissance par comparaison relative mais elles ne permettent pas de comparer les températures locales sur une image. Afin d'avoir des informations quantitatives, il est nécessaire de procéder à une calibration locale : pixel à pixel afin de calculer l'image thermique sans artefact.

#### 7.4. Mesure thermique

L'image thermique  $\Delta T$  a été obtenue en divisant chaque valeur de pixel de la cartographie  $\Delta R/R$  par la valeur de  $k$  correspondante. La figure III.33 présente les images thermiques calibrées obtenues sur la métallisation des IGBT pour les deux puissances.



**Figure III.33: Image thermique calibrée obtenue sur la métallisation d'un émetteur IGBT : a)  $P = 8 \text{ W}$  et b)  $P = 25 \text{ W}$**

On constate bien l'échauffement de la métallisation de l'émetteur de l'IGBT avec l'augmentation de la puissance injectée. Cet échauffement est d'autant plus élevé que l'on se situe près des zones actives du composant (cellules).

La valeur moyenne des  $\Delta T$  obtenue pour une puissance de 8 W est de 1,85 °C, et de 4,91 °C pour une puissance de 25 W. Ces résultats sont en accord avec les valeurs mesurées par la fibre optique.

Malgré une incertitude plus importante au niveau de l'estimation des coefficients de thermoréflectance de chaque pixel, les mesures thermiques sont nettement plus précises que dans le cas d'une calibration par  $k$  moyen.

#### 8. Conclusion

Après une description des différents éléments constituant notre banc de thermoréflectance, nous avons estimé expérimentalement les différents types des bruits qui affectent nos images. Cette étude nous a permis d'estimer le bruit des images en fonction des conditions de mesures et ainsi choisir les conditions de mesures optimales.

Une méthodologie de mesure sur une puce IGBT packagée dans un module de puissance a été définie. Dans un premier temps, cette étude a permis de déterminer la longueur d'onde optimale (620 +/- 60 nm), la fréquence d'excitation (0,625 Hz) minimale et d'étudier l'influence d'accumulation d'images sur le bruit et sa limitation. Dans un second temps, nous avons comparé différentes méthodes de calibration afin de choisir la plus appropriée aux échantillons mesurés.

Enfin une étude thermique détaillée a été réalisée sur la métallisation d'émetteur IGBT. Les mesures ont mis en évidence les zones actives. La thermoréflectance est une technique intéressante pour avoir une haute résolution spatiale de la température et ainsi remonter au comportement individuel des cellules.



# **Chapitre IV : Mesures thermiques par thermoréfectance en électronique de puissance : Application à l' IGBT**



## 1. Introduction

Les modules IGBT sont des dispositifs clés dans de nombreuses applications. Actuellement, ils sont largement utilisés dans les technologies industrielles, les dispositifs électroniques aérospatiaux et les transports [Lu09, Nak08]. Compte tenu de la place croissante des modules de puissance IGBT dans ces applications [per08], la fiabilité de ces systèmes est primordiale. Cette fiabilité est affectée par divers stress que peuvent subir les composants comme par exemple l'humidité, les vibrations, ou encore la température ou des combinaisons de ces stress.

En raison des propriétés thermiques du boîtier et des performances électriques du semi-conducteur, les pertes engendrées par ce dernier peuvent mener à un auto-échauffement significatif du composant et finalement à des défaillances. Pour cette raison, il est important de caractériser finement le comportement thermique des composants .

Pour reproduire les contraintes thermiques induites par l'auto-échauffement dans les composants de puissance, le laboratoire SATIE utilise des bancs de vieillissement accélérés de cyclage de puissance. Ce test consiste en une injection cyclique de puissance créant des phases répétées d'auto-échauffement et de refroidissement. Nous nous sommes intéressés à savoir si le vieillissement du composant ou de la métallisation d'émetteur pouvait avoir une influence locale sur son comportement thermique et si elle pouvait être détectée. Une étude de l'influence de vieillissement par cyclage de puissance sur la cartographie thermique à la surface du composant à l'échelle micrométriques a donc été menée par la thermoréfectance.

En fonctionnement, les puces sont soumises à des potentiels élevés. Le champ électrique appliqué à l'isolation peut dépasser localement une centaine de kV/mm dans les zones localisées aux bords de la métallisation ou des bondings. L'application d'une tension trop élevée, ou sa répétition, peut provoquer un défaut d'isolement. Il est donc nécessaire d'avoir une bonne isolation entre les puces, et entre ces puces et l'environnement extérieur. C'est l'un des rôles du gel silicone. Celui-ci permet d'assurer à la fois des fonctions d'isolation diélectrique, empêcher l'entrée d'humidité et garder à l'extérieur contaminants des circuits internes.

Traditionnellement, toutes les cartographies thermiques dans les modules sont effectuées sans gel de silicone en utilisant la technique infrarouge [Bak15]. Afin de réaliser des mesures par cette technique, non seulement il est nécessaire de retirer le gel silicone mais il faut aussi appliquer une fine couche de peinture noire pour homogénéiser l'émissivité de la surface. Comme inconvénients, retirer le gel empêche la caractérisation thermique sous haute tension et l'application de fine couche de peinture peut modifier la réponse thermique en régime transitoire. Ces inconvénients peuvent être surmontés en utilisant la thermorefectance.

Dans un premier temps, nous étudierons l'effet de vieillissement par thermoréfectance sur la cartographie thermique de la métallisation de l'émetteur d'IGBT et les comparer avec celle non vieillie. Dans cette étude, nous présenterons le test de vieillissement, les cartographies de la réflectivité  $\Delta R/R$ , les cartographies de  $k$  et les cartographies thermiques.

Dans un second temps, nous étudierons les cartographies thermiques par thermoréfectance à travers le gel de silicone sur la cartographie thermique de la métallisation de l'émetteur d'IGBT et les comparer avec celle sans gel. Dans cette étude, nous présenterons la faisabilité de mesures, les choix de conditions d'excitations, la calibration et les cartographies thermiques.

## 2. Mesures thermiques sur la métallisation de l'émetteur d'une puce IGBT "vieillie"

Dans toute étude expérimentale de fiabilité des composants IGBT, le premier objectif est de reproduire les contraintes thermiques et électriques que ces composants pourraient subir dans une application réelle. Les tests de vieillissement accélérés, tels que le test de cyclages actifs, sont souvent utilisés pour reproduire les contraintes thermiques induites par l'auto-échauffement du module d'IGBT.



Ces tests devraient permettre de comprendre les mécanismes physiques de dégradation et de vieillissement des modules de puissance IGBT, et d'améliorer la fiabilité du composant.

Ces tests conduisent à une dégradation de la métallisation des puces et des fils de bondings à la surface des IGBT. Il est donc important d'étudier comment les dégradations affecteront le comportement thermique dans l'environnement de la puce.

Le but de l'étude suivante est de réaliser des mesures par thermoréfectance afin d'étudier l'influence du vieillissement par cyclages actifs sur la cartographie thermique de la métallisation de l'émetteur d'une puce IGBT.

## 2.1. Vieillessement par cyclage actif

### 2.1.1. Principe du test

Le test de cyclage actif ((Power Cycling Test en anglais – PCT) s'effectue par injection d'un courant de puissance pendant une durée ( $T_{on}$ ) suivi de l'arrêt de l'injection de ce courant pendant une durée ( $T_{off}$ ) afin d'induire des phases d'échauffement et de refroidissement contrôlées dans le module (cf. Figure IV.1). Ainsi, une variation de température  $\Delta T_j$  correspond à un cycle d'une durée  $\{T_{on}+T_{off}\}$ . Ce cycle de température est répété jusqu'à l'apparition de dégradations et l'atteinte d'un critère de fin de vie pour le nombre de cycle à défaillance [Car03, Cho18]. Il existe plusieurs stratégies de test de cyclage actif qui mènent à des estimations différentes de la durée de vie. Les principales stratégies sont celles à courant constant, à puissance constante, et à variations de température constante  $\Delta T_j$ .

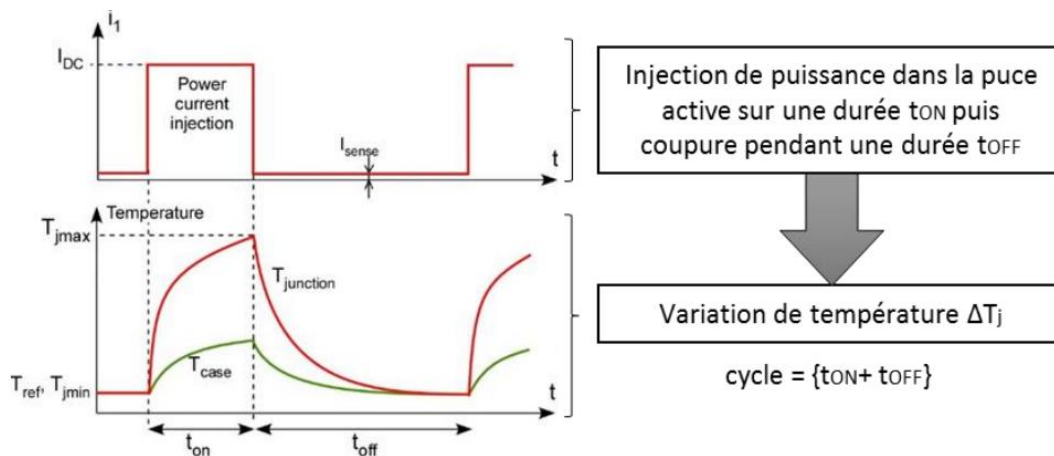


Figure IV.1: Principe du test de cyclage actif

### 2.1.2. Conditions de test et observation optique

Les tests de cyclage actif ont été effectués uniquement sur le bras central du module commercial SKIM63 (voir chapitre 3 partie 7.1) en utilisant la stratégie à  $\Delta T_j$  constante. Celle-ci consiste à réguler le  $\Delta T_j$  tout au long du vieillissement. Cette régulation a pour conséquence une compensation des effets des dégradations puisque vers la fin, la puissance se réduit nécessairement pour maintenir ce contrôle.

Les tests de cyclage accélérés ont été réalisés à une température de référence de 55°C. Les conditions expérimentales de ce test sont résumées dans le tableau IV.1.

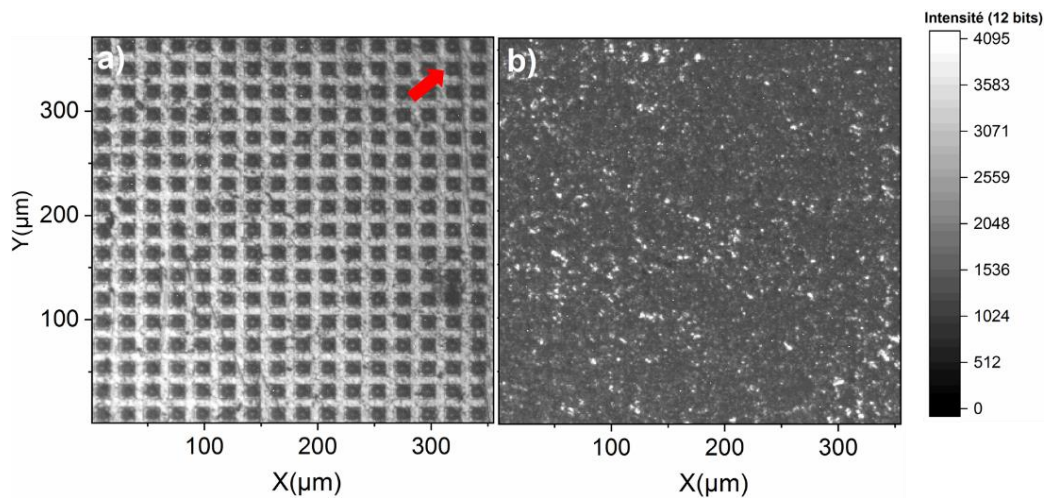
Paramètres	Valeur
$\Delta T_j$ (K)	110
$T_{jmin}$ ( $^{\circ}C$ )	55
I (A)	250
$T_{on}$ (s)	6
$T_{off}$ (s)	3
Nombre de cycle à défaillance ( $N_f$ )	100000

**Tableau IV.1: conditions expérimentales du test de cyclage actif**

Dans la suite, nous étudierons l'évolution de la surface de la métallisation de l'émetteur de l'IGBT après vieillissement en utilisant le microscope et le microscope à force atomique .

- **Observation par le microscope**

Les figures IV.2a et IV.2b présentent des images optiques de la métallisation de l'émetteur IGBT obtenues à un grossissement x10 avant et après 100000 cycles. En comparant ces deux images, on constate que les métallisations des puces ont évolué.



**Figure IV.2: Images optiques obtenues sur la métallisation d'émetteur de IGBT à un grossissement x10 : a) avant vieillissement b) après vieillissement**

La figure IV.2b montre une dégradation de la métallisation de l'émetteur de l'IGBT dont la topographie a complètement changé. On constate une disparition de la structure des cellules et la perte de leur topographie. Cette dégradation est due au comportement viscoplastique des grains d'aluminium pendant le cyclage.

Afin de regarder en détail l'effet de vieillissement sur la surface de métallisation d'IGBT, nous avons réalisé des images topographiques à haute résolution spatiale en utilisant le microscope à force atomique.

- **Observation par le microscope à force atomique (AFM)**

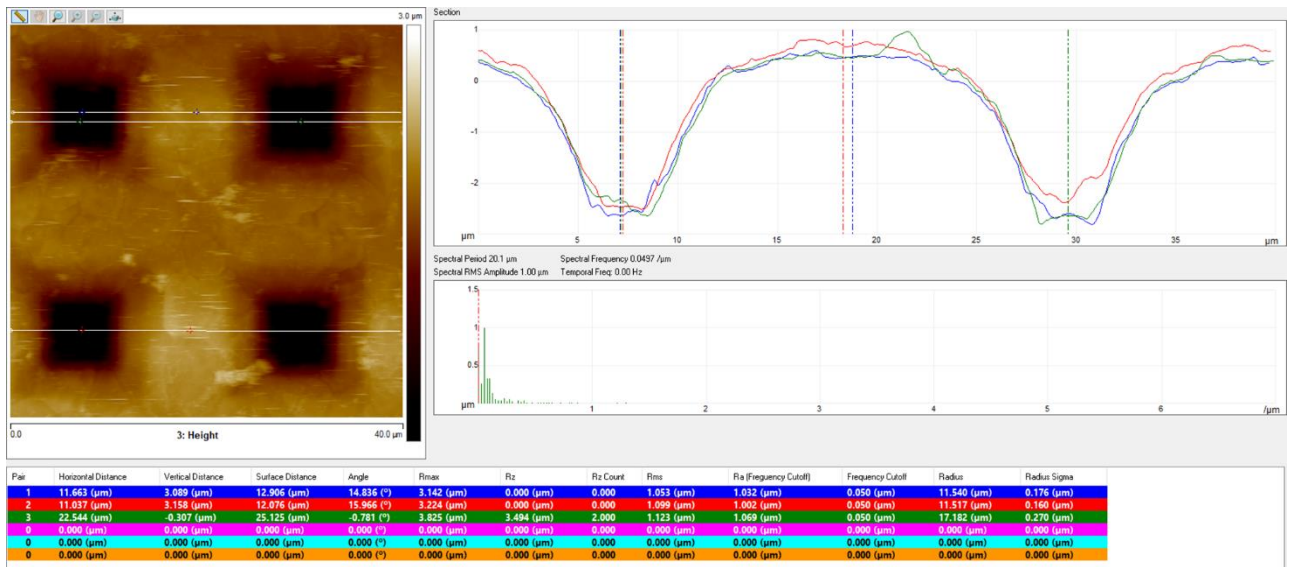
Les images des topographies de la métallisation à hautes résolutions spatiales ont été obtenues par le microscope à force atomique « Bruker Dimension ICON® » du GEMaC (cf. Figure IV.3). Cet instrument est équipé d'un système de balayage hybride (tête Hybrid XYZ scanner) permettant une gamme de déplacement de 90  $\mu\text{m}$  x 90  $\mu\text{m}$  x 14  $\mu\text{m}$  respectivement dans les directions X, Y et Z avec un asservissement en boucle fermée. L'instrument est placé dans un caisson d'isolation afin de limiter la dérive thermique et l'influence des vibrations sur la mesure.



**Figure IV.3: Microscope à Force Atomique Dimension Icon**

Les figures IV.4 présentent les images des topographies de la métallisation de l'émetteur IGBT avec ses profils obtenues avant et après vieillissement.

a) Avant vieillissement



b) Après vieillissement

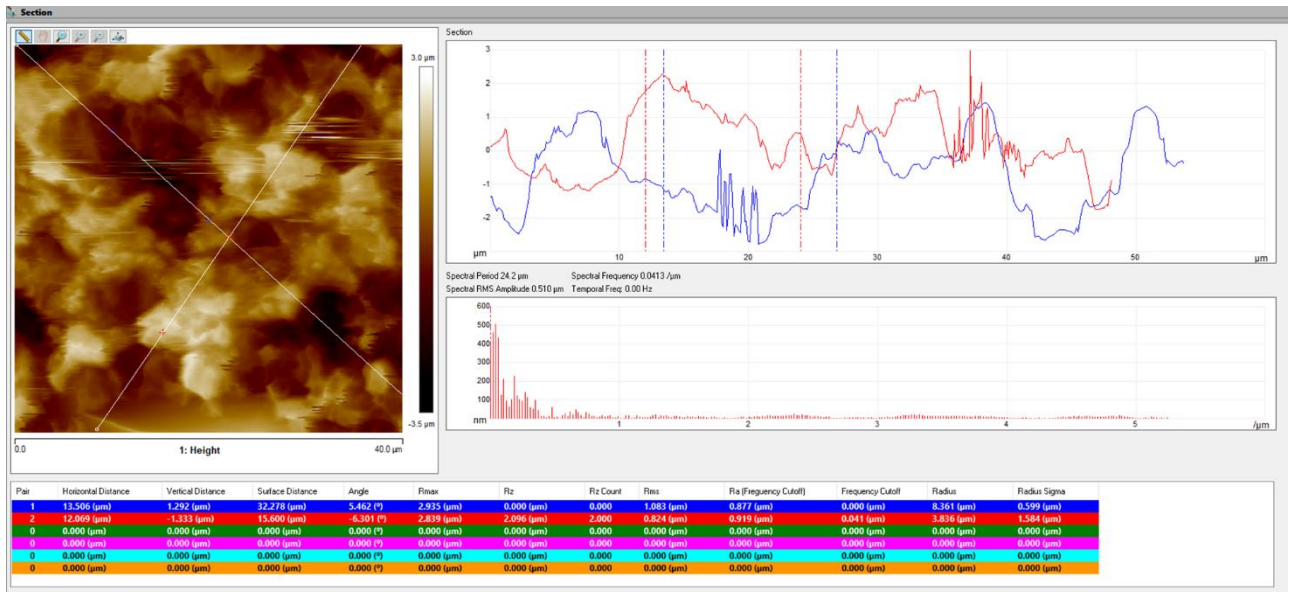


Figure IV.4: Images des topographies de la métallisation d'émetteur de IGBT obtenus par AFM : a) avant vieillissement b) après vieillissement

En comparant les deux images, on constate une augmentation de 68 nm à 240 nm de la rugosité RMS est observée. La structure de la métallisation s'est épaissie au niveau des cellules avec la disparition des zones raides après vieillissement.

En regardant le profil de l'image avant vieillissement, on constate que la profondeur d'une cellule IGBT est de 3,1 µm. Afin de vérifier si nos objectifs peuvent focaliser la profondeur d'une cellule, nous avons estimé la profondeur de champ de ces objectifs. Cette profondeur de champ est estimée à partir de la longueur d'onde  $\lambda$  et de l'ouverture numérique ON de l'objectif. Elle est donné par :

$$\text{Profondeur de champ} = \frac{\lambda}{4ON^2} \quad (IV.1)$$

Le calcul de la profondeur de champ a été fait pour les objectifs x10 et x50 et à la longueur d'onde de 620+/-30 nm. Les résultats sont résumés dans le tableau IV.2.

Profondeur de champ	x10	x50
	2,4	0,62

Tableau IV.2: profondeur du champs obtenue avec les objectifs x10 et x50 et à la longueur d'onde de 620+/-30 nm.

D'après ce tableau, on constate que nos objectifs n'ont pas une profondeur de champ suffisante pour focaliser toute la profondeur d'une cellule IGBT. Les mesures en fond de cellule sont donc moins résolues spatialement. Cette problématique est moins marquée sur les métallisations vieilles car la topographie globale a été lissée.

Afin savoir comment le vieillissement influe sur la cartographie thermique de la métallisation de l'émetteur d'IGBT, nous avons réalisé des mesures par thermoréflexance. Dans la suite, nous présenterons les résultats.

## 2.2. Mesure de la réflectivité $\Delta R/R$

Nous avons effectué des mesures statiques de variation de réflectivité par thermoréflexance sur

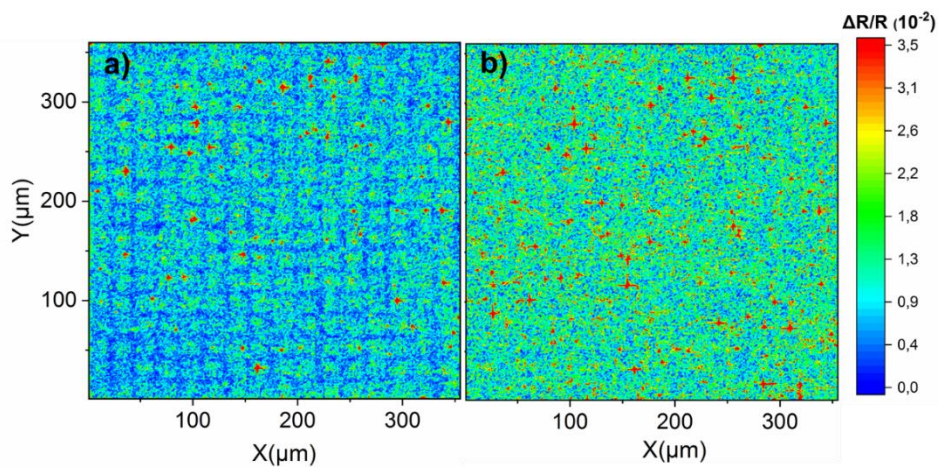
la métallisation d'émetteur vieilli et non vieilli, en utilisant la méthode 4 buckets. Les conditions expérimentales des mesures sont résumées dans le tableau IV.3.

Paramètres de mesures	Module non vieilli	Module vieilli
$(V_{ce}, I_{ce})$ (V)	(2,35; 8,60)	(2,36 ; 8,54)
$V_{ge}$ (V)	8,1	
Puissance dissipée (W)	20	
$\Delta T$ (°C) mesurée par la fibre optique	4,1	
Fréquence de l'excitation (Hz)	0,625	
Longueur d'onde (nm)	620+/-30	
Nombre d'images par moyenne	500	

**Tableau IV.3: Conditions de mesures dans les deux cas de modules avec et sans vieillissement**

Les conditions électriques ont été ajustées pour injecter la même puissance dans les deux modules : vieilli et non vieilli. Cette puissance a été choisie suffisamment faible afin d'éviter d'effectuer un cyclage supplémentaire du module vieilli.

Les mesures ont été effectuées près du contact du fil de bondings. La flèche rouge (en haut à droite) dans l'image optique du module non cyclé (cf. Figure IV.2b) indique la position du fil de bondings (région sombre). Les figures IV.5 présentent les images de thermoréfectance en réflectivité obtenues sur la métallisation d'émetteur IGBT à un grossissement x10 : a) avant le vieillissement, b) après le vieillissement.



**Figure IV.5: Images de thermoréfectance  $\Delta R / R$  obtenues sur métallisation d'émetteur IGBT à une puissance de 25 W : a) avant vieillissement b) après vieillissement**



En regardant l'image IV.5a, on retrouve les mêmes résultats que ceux obtenus dans le chapitre 3 (partie 7.3) avec l'objectif x50 (variations des réflectivités plus élevées au niveau des cellules élémentaires).

En regardant l'image IV.5b, on constate que la reconstruction de la métallisation a homogénéisé la cartographie de réflectivité  $\Delta R/R$ . Cela provient très certainement de la restructuration de la métallisation et la disparation des flancs de cellules.

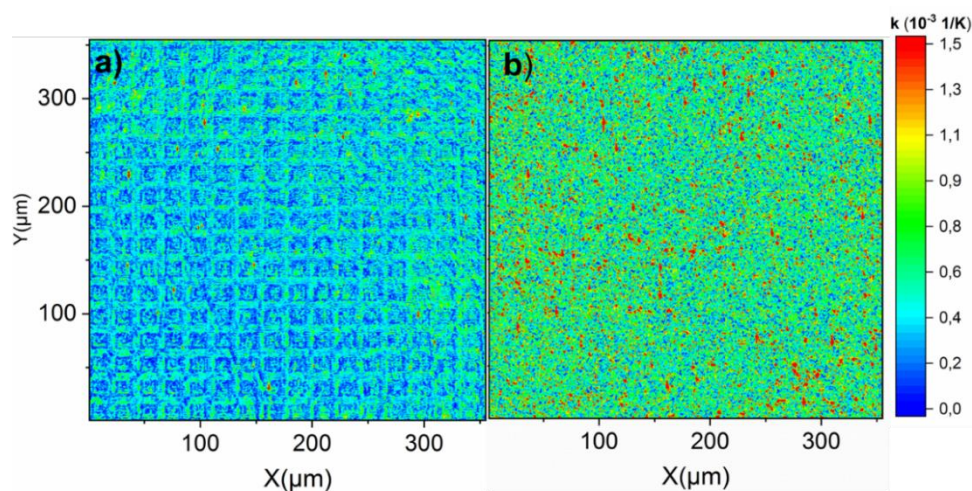
On constate également que dans le cas de module vieilli, l'image  $\Delta R/R$  présente des intensités plus élevées que celle de module non vieilli. Ce qui pourrait suggérer que la métallisation devient plus chaude, sous la même puissance dissipée, après vieillissement.

Ces images en réflectivité donnent une information qualitative de l'évolution de la température dans les composants mais elles ne peuvent pas être directement comparées puisque la topographie de la métallisation après vieillissement a changé. Il est nécessaire de procéder à une calibration par pixel afin d'avoir des informations quantitatives sur la température.

### 2.3. Cartographie de coefficient de thermoréfectance

Nous avons réalisé la calibration pixel par pixel sur la métallisation d'émetteur d'IGBT packagé dans des modules vieillis et non vieillis. Cette calibration a été réalisée en portant l'échantillon à des températures de 20 °C à 80 °C avec un pas de 20 °C via la cellule PE120 et en prenant une moyenne de 2000 images par température avec notre caméra à la longueur d'onde 620+/-30 nm. Le coefficient de thermoréfectance  $k$  pour chaque pixel des images a été calculé par ajustement linéaire de la courbe de l'intensité moyenne du pixel en fonction de la température en utilisant le programme développé sous Matlab.

La figure IV.6 présente les cartographies des coefficients de  $k$  obtenus sur la métallisation d'émetteur IGBT : a) module non vieilli, b) module vieilli.



**Figure IV.6 : Cartographies des coefficients de thermoréfectance obtenues sur la métallisation d'émetteur d'IGBT à la longueur 620+/-30 nm : a) module non vieilli, b) module vieilli**

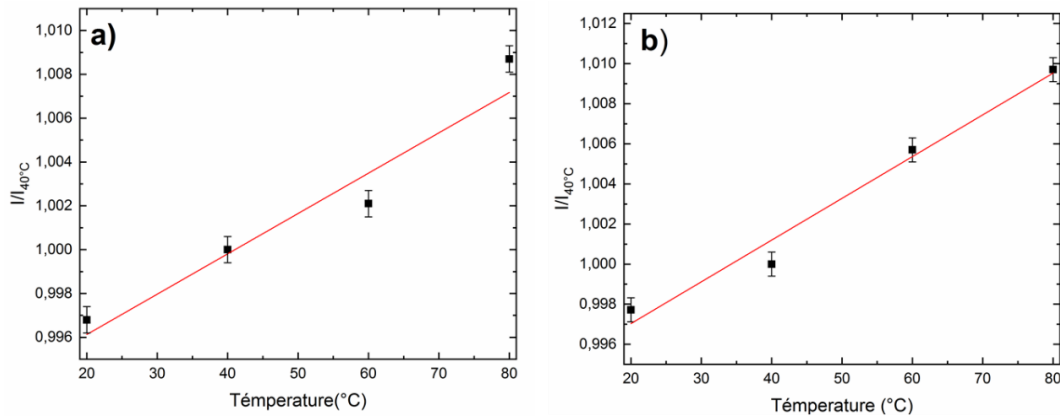
En regardant l'image IV.6a, on retrouve une inhomogénéité des coefficients de thermoréfectance dans les régions intercellulaires. Les valeurs de ces coefficients varient entre  $0,60 \times 10^{-3}$  à  $0,85 \times 10^{-3}$  dans les régions proches du fil de bondings. Par contre ces valeurs diminuent en s'éloignant du fils de bondings et elles varient entre  $0,40 \times 10^{-3}$  à  $0,65 \times 10^{-3}$ .

Les valeurs de  $k$  changent radicalement au niveau des cellules élémentaires où la topographie varie beaucoup. Les valeurs de ces coefficients varient entre  $0,40 \times 10^{-3}$  à  $0,60 \times 10^{-3}$  dans les régions proches du fil de bondings. Par contre ces valeurs diminuent en s'éloignant du fils de bondings et elles varient entre  $0,1 \times 10^{-3}$  à  $0,18 \times 10^{-3}$ .

Les différences entre les valeurs de  $k$  dans les mêmes zones de comparaison pourraient s'expliquer par le fait que la métallisation est abîmée lors du processus de prise de contact par thermocompression.

En regardant l'image IV.6b, on constate que les coefficients de thermoréfectance sont homogènes. Les valeurs de  $k$  varient faiblement de  $0,63 \times 10^{-3}$  à  $0,95 \times 10^{-3}$ .

La figure IV.7a présente un exemple d'ajustement linéaire pour un pixel choisi sur la région intercellulaire de la métallisation non vieillie. La figure IV.7b présente un exemple d'ajustement linéaire pour un pixel choisi sur la métallisation vieillie.



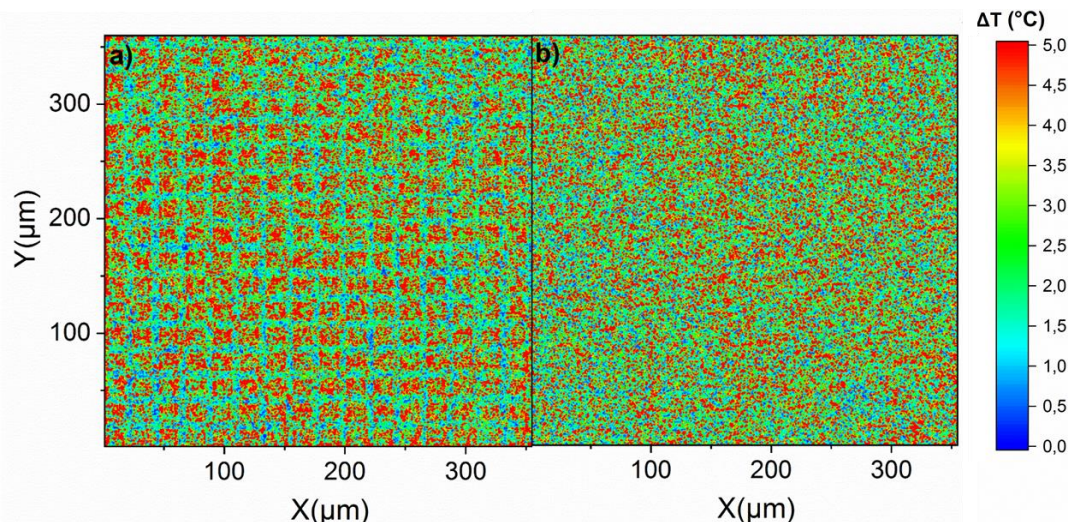
**Figure IV.7 : Courbes de calibration obtenues sur la métallisation d'émetteur d'IGBT par la méthode pixel par pixel à la longueur d'onde de  $620 \pm 30$  nm dans : a) la région intercellulaire de la métallisation non vieillie, b) la métallisation vieillie**

Les coefficients de corrélation varient entre 0,85 et 0,98 pour la métallisation non vieillie et 0,92 à 0,98 pour la métallisation vieillie. Cette différence s'explique par les fortes variations topographiques de la métallisation au niveau des cellules élémentaires qui perturbent le signal réfléchi et le manque de focalisation au fond des structures.

La calibration pixel par pixel est donc nécessaire pour comparer thermiquement différentes topographies. Les résultats montrent clairement que les coefficients de thermoréfectance sont directement corrélés à la topographie et nature de la surface.

## 2.4. Cartographie en température

Nous avons obtenu l'image thermique ( $\Delta T$ ) en divisant chaque valeur de pixel de la cartographie  $\Delta R/R$  par la valeur de  $k$  correspondante. La figure IV.8 présente les images thermiques calibrées obtenues avant et après le vieillissement sur la métallisation des IGBT à une puissance de 20 W.





**Figure IV.8: Images thermiques calibrées obtenues sur la métallisation d'un émetteur IGBT à une puissance de 20 W : a) avant vieillissement, b) après vieillissement**

En regardant l'image IV.8a, on note que les zones actives de l'IGBT (cellules élémentaires) sont nettement plus chaudes que les zones intercellulaires. De faibles gradients de température sont observés et ces gradients diminuent en se rapprochant du fil de bondings.

En regardant l'image IV.8b, on retrouve une distribution homogène de la température sur la surface du composant. On constate que les cellules élémentaires de l'IGBT sont moins marquées thermiquement. Ceci pourrait s'expliquer par la restructuration locale de la métallisation. En effet, l'image optique (cf. Figure IV.2b) montre que la structure de la métallisation se serait épaissie au niveau des cellules par la disparition des profils abrupts. L'échauffement local serait donc homogénéisé dans l'épaisseur de la métallisation. Il est important de préciser que le couple ( $V_{cemax}, I_{cemax}$ ) correspondant aux 20 W injectés est resté identique entre le module vieilli et non vieilli, ce qui suggère que seule la structure de la métallisation de l'émetteur a été affectée par ce vieillissement. Nous avons également calculé les températures moyennes des deux surfaces et elles étaient égales à 4,1 °C. Ces résultats sont en accord avec les valeurs mesurées par la fibre optique.

Cette étude a mis en évidence de gradients de températures à l'échelle micrométriques. Grâce à sa résolution spatiale, la thermoréfectance devrait être capable de fournir des mesures thermiques permettant de soutenir les modèles physiques du vieillissement.

### **3. Mesures thermiques à travers le gel silicone sur la métallisation de l'émetteur d'une puce IGBT**

Les puces d'IGBT sont composées d'une multitude de cellules élémentaires qui sont connectées verticalement en parallèle. Chacune d'entre elles contribue au courant total du dispositif. Réussir à mesurer la température des composants au niveau des cellules sans perturber leur environnement est un défi et permettrait de comprendre précisément le comportement thermique du module de puissance.

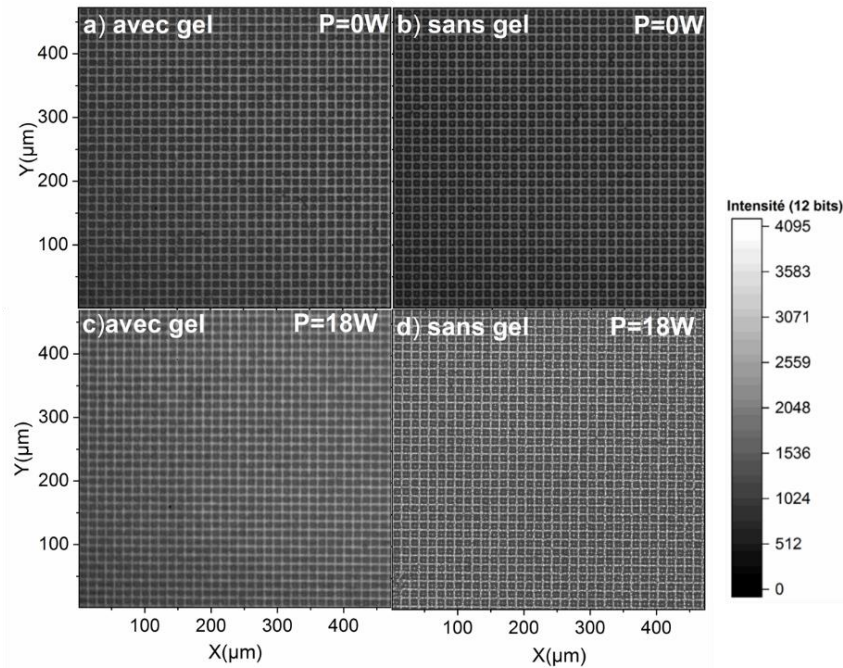
Dans ces modules, on retrouve un encapsulant qui permet d'assurer la protection des pièces dans le boîtier contre toute infiltration de corps étrangers. Généralement l'isolation des modules IGBT est assurée par du gel silicone. Grâce à sa bonne résistance à l'humidité et à la température et à ses propriétés diélectriques peu sensibles au vieillissement, le gel assure une protection des puces et métallisations contre la pollution par une étanchéité satisfaisante. Il permet également d'isoler électriquement les différentes électrodes du module tout en évitant les risques de claquages au sein du module.

Toutes les mesures thermiques dans les modules sont effectuées sans gel de silicone en utilisant la technique infrarouge.

Le but de l'étude suivante est de réaliser des mesures par thermoréfectance afin de mesurer la température d'une puce IGBT dans son environnement réel. Dans la suite, nous démontrons la capacité et la faisabilité de la thermoréfectance à réaliser des mesures thermiques à travers le gel de silicone sur la métallisation d'émetteur d'un IGBT sans aucun artefact, et avec une résolution spatiale permettant de distinguer les cellules élémentaires de la puce IGBT.

#### **3.1. Faisabilité de la mesure à travers de gel**

Avant de réaliser les mesures thermiques à travers le gel de silicone, il est nécessaire de déterminer la longueur d'onde pour laquelle le gel est transparent et offre une vue nette de la surface du composant. Pour ce faire, nous avons réalisé des images optiques à deux différentes puissances injectées dans les composants avec et sans gel et à la longueur d'onde blanche. Les figures IV.9a et IV.9b présentent des images optiques obtenues à un grossissement  $\times 10$  sur la métallisation de l'émetteur d'un IGBT avec et sans gel de silicone à  $P = 0$  W. Les figures IV.9c et IV.9d présentent les mêmes images prises après injection de 18 W.



**Figure IV.9: images optiques obtenues sur la métallisation d'émetteur de IGBT : a) P = 0 W avec gel, (b) P = 0 W sans gel, (c) P = 18 W avec gel, (d) P = 18 W sans gel**

La comparaison directe entre les deux images avec et sans gel lorsque 0 W et 18 W ont été dissipés respectivement, montre que la métallisation de l'émetteur en aluminium de l'IGBT est nette et que les cellules élémentaires peuvent être observées. Ceci vérifie que la lumière blanche peut être focalisée sur la surface de l'IGBT même si elle est recouverte de gel de silicone.

En regardant la figure IV.9c, on constate que lorsque la température augmente dans le composant, le gel de silicone ne perturbe pas la focalisation de l'image. Aucun artefact dû à un effet mirage n'est observé [Mur08]. Dans notre cas, les effets interférométriques sont impossibles en raison de la rugosité et de l'épaisseur du gel.

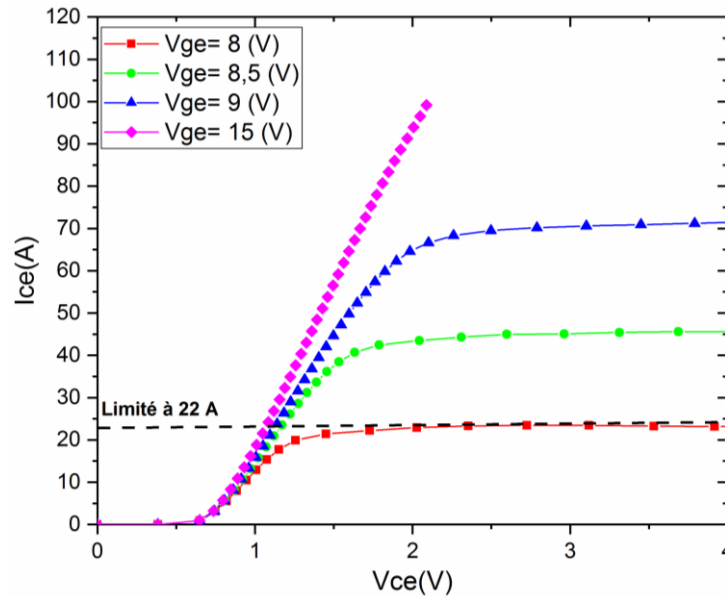
Il est donc possible d'utiliser la longueur d'onde visible pour réaliser des mesures à travers le gel silicone sur la métallisation de l'émetteur d'une puce IGBT.

### 3.2. Conditions des mesures

#### 3.2.1. Choix de conditions d'excitation

Les mesures par thermoréfectance à travers le gel de silicone ont été réalisées sur les modules de MICROSEMI en utilisant la technique de 4 buckets. Afin d'effectuer des mesures dans les conditions de 4 buckets, nous avons déterminé les conditions d'excitation électrique et des fréquences.

Afin de déterminer les conditions d'excitation électrique, nous avons réalisé des courbes du courant collecteur-émetteur  $I_{ce}$  en fonction de la tension collecteur-émetteur  $V_{ce}$  sur le module avec gel pour une tension de grille-émetteur  $V_{ge}$  fixée en utilisant le traceur Agilent B1505. Nous avons balayé  $V_{ce}$  de 0 V à 4 V puis nous mesurons le courant  $I_{ce}$  pour une tension  $V_{gs}$  donnée. La figure IV.10 présente la caractéristique du courant collecteur-émetteur  $I_{ce}$  en fonction de la tension collecteur-émetteur  $V_{ce}$  pour des tensions  $V_{ge}$  allant de 8 à 15V.



**Figure IV.10: Caractéristiques  $I_{ce}$ - $V_{ce}$  pour les tensions  $V_{ge}$  allant de 8 à 15 V obtenus sur le module avec gel**

Une condition pour réaliser la mesure de 4 buckets est de rester dans le régime ohmique du composant. Cela permet d'éviter la déformation du signal thermique qui suit le signal électrique. Pour cela, nous avons choisi de réaliser de mesures avec une tension de grille de 8,5 V et une excitation sinusoïdale  $V_{ce}$  variant entre 0,6 et 1 V.

Les mêmes caractéristiques électriques ont été réalisées sur un module sans gel. Le résultat obtenu montre que les courbes  $I_{ce}$ - $V_{ce}$  étaient parfaitement superposées aux courbes réalisées sur le module avec gel. Cela implique que les caractéristiques électriques ne sont donc pas affectées par la présence de gel sur le module.

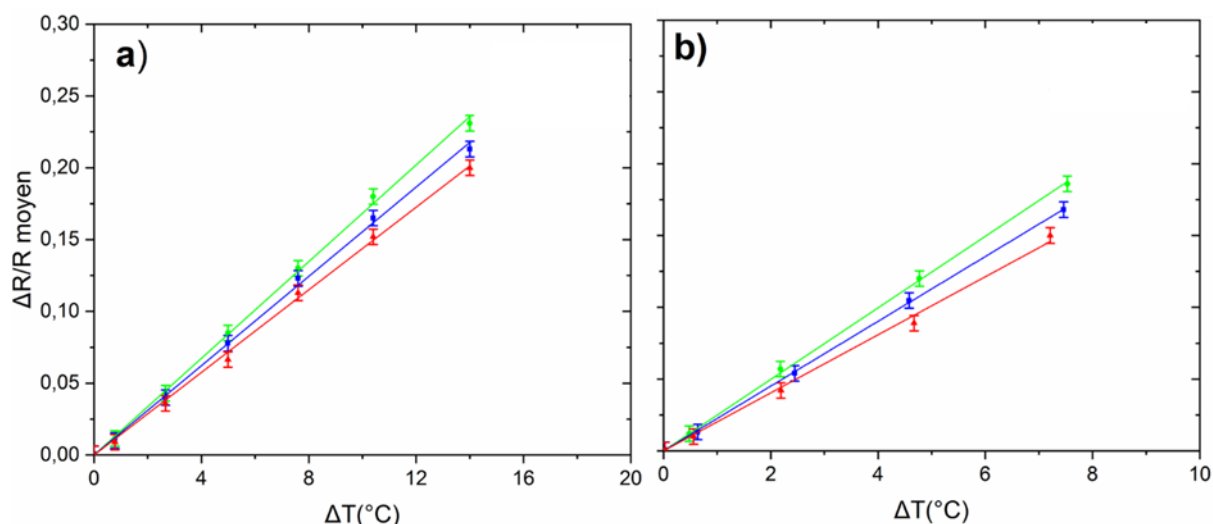
Pour la fréquence d'excitation, nous avons trouvé, comme précédemment, la fréquence 0,625 Hz.

Dans la suite, nous réaliserons une étude pour sélectionner la longueur d'onde qui offre la plus grande sensibilité dans les deux cas de modules afin de mesurer la température d'une puce IGBT dans son environnement réel.

### 3.2.2. Calibration et choix de la longueur d'onde

Afin d'obtenir une estimation quantitative de la température à la surface de IGBT, il est important de déterminer quelle longueur d'onde visible offre les coefficients de thermoréfectance les plus élevés pour le matériau mesuré. Dans cette étude, nous avons utilisé la méthode de calibration la plus simple basée sur le 4 buckets.

Pour cela, nous avons effectué des mesures de 4 buckets à différentes longueurs d'onde (verte rouge et bleu) sur métallisation de l'émetteur IGBT avec et sans gel en polarisant les composant par différentes excitations sinusoïdales ( $V_{ce} = 0 ; 0,6 ; 0,7, 0,8 ; 0,9$  et 1 V) et à une fréquence  $f = 0,625$  Hz. Les puissances injectées correspondantes à ces excitations ont été 0, 1, 3, 6, 12 et 18 W. Nous avons ensuite calculé les variations de  $\Delta R/R$  moyens et tracé ses dépendances en fonction de  $\Delta T$  mesurée. La figure IV.11 présente les  $\Delta R/R$  moyens obtenus sur la métallisation de l'émetteur en fonction de la variation de température dans les cas avec et sans gel et à différentes longueurs d'onde.



**Figure IV.11: Courbes de calibrations obtenus sur la métallisation d'émetteur d'IGBT par la méthode de 4 buckets à différentes longueurs d'onde : a) sans gel, b) avec gel**

Dans les 2 cas, on constate que les points sont parfaitement alignés ce qui correspond bien à la relation de linéarité entre la température et la variation relative de la réflectivité. Il est noté que la défocalisation de l'image optique est observée à partir de  $\Delta T = 8 \text{ }^\circ\text{C}$  (correspond à la puissance 12 W) dans le cas de la présence de gel et à partir de  $\Delta T = 14 \text{ }^\circ\text{C}$  (correspond à la puissance 20 W) dans l'autre cas.

Nous avons calculé la régression linéaire de ces points. Les résultats sont résumés dans le tableau IV.4.

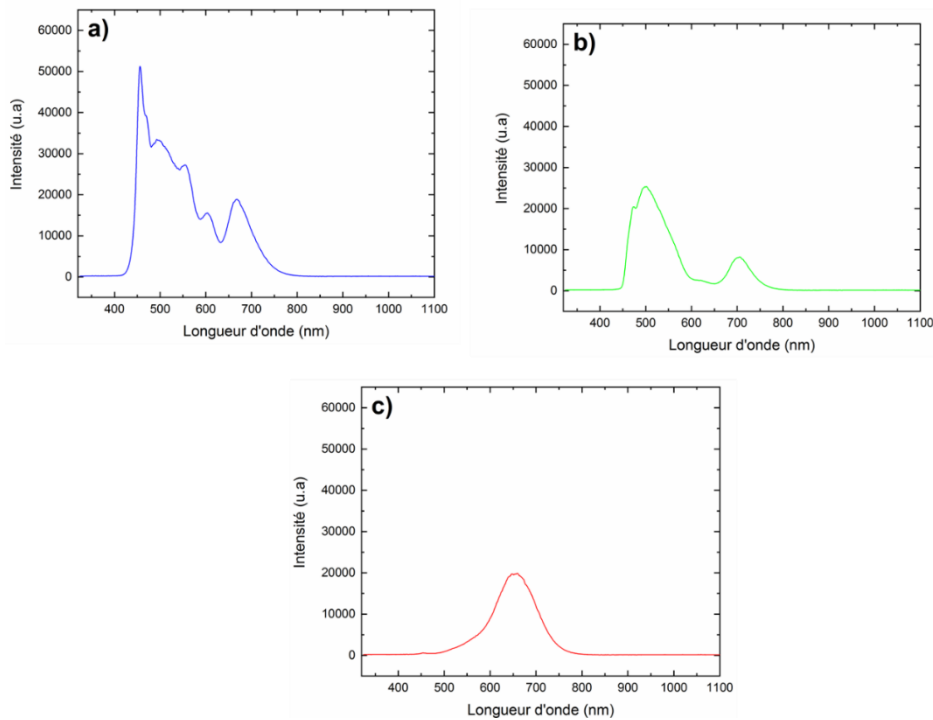
Filtre	$k_{\text{moy}} \text{ (K}^{-1}\text{) obtenu sans gel (10}^{-2}\text{)}$	$k_{\text{moy}} \text{ (K}^{-1}\text{) obtenu avec gel (10}^{-2}\text{)}$
Bleu	2,25	1,59
Vert	2.51	1,68
Rouge	2.03	1,43

**Tableau IV.4: Coefficient de thermoréfectance moyen obtenu sur la métallisation d'émetteur IGBT dans les 2 cas : avec et sans gel et à différentes longueurs d'onde**

Les résultats montrent que les coefficients de thermoréfectance sont plus faibles dans le cas avec le gel que dans le cas sans gel pour les 3 longueurs d'onde. Ce changement est dû à la dépendance du coefficient de thermoréfectance de la nature de l'interface. Cette différence peut s'expliquer par le fait que l'oxydation de la métallisation de l'émetteur IGBT s'est ternie lors du processus chimique qui enlève le gel de silicone.

Nous avons montré que la longueur d'onde verte offre le coefficient de thermoréfectance le plus élevé pour le module, avec ou sans gel. On constate que ce résultat obtenu est différent à celui obtenu dans la chapitre 3 (étude menée par le spectromètre). Cette différence provient de la qualité de filtres.

La figure IV.12 présente les spectres de transmission obtenus pour les différents filtres utilisés dans cette étude. On constate que les spectres de ces filtres sont très étendus en longueur d'onde et que malgré une couleur dominante, une large plage spectrale est présente notamment pour le filtre bleu.



**Figure IV.12: Spectres d'émission obtenus pour les filtres utilisés dans cette étude : a) filtre bleu, b) filtre vert et c) filtre rouge**

### 3.3. Mesure thermique

Nous avons obtenu les images thermiques  $\Delta T$  en divisant chaque valeur de pixel de la cartographie  $\Delta R/R$  par la valeur de  $k_{moy}$  obtenu avec la longueur d'onde verte dans les deux cas (avec et sans gel). Ces images ont été obtenues en injectant une puissance entre 0 W et 6 W dans les deux cas. Notons que les conditions électriques ont été ajustées pour injecter les mêmes puissances dans les deux modules : avec gel et sans gel.

Les mesures ont été effectuées près du contact du fil de bondings. Les conditions expérimentales de la mesure sont résumées dans le tableau IV.5.

Paramètres de mesures	Module sans gel	Module avec gel
Puissance dissipée (W)	0, 1, 3, et 6	0, 1, 3, et 6
Fréquence de l'excitation (Hz)	0,625	
Longueur d'onde (nm)	verte	
Nombre d'images par moyenne	500	

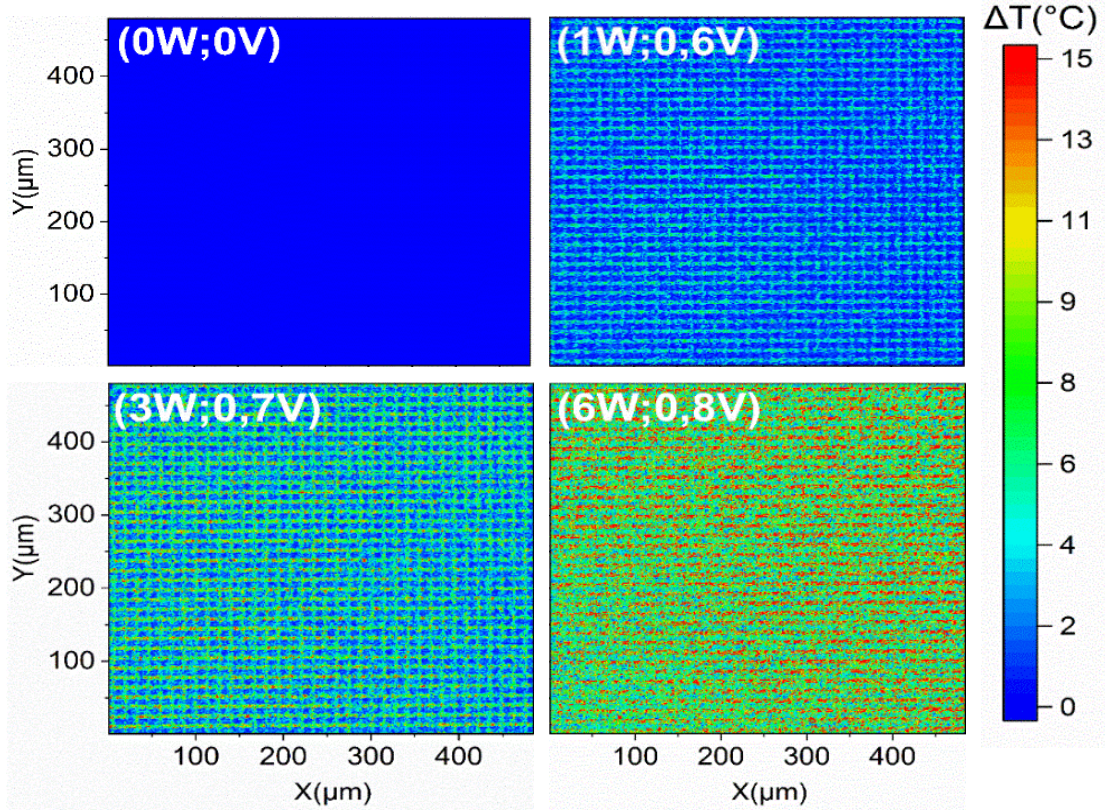
**Tableau IV. 5 : Conditions de mesures dans les deux cas de modules**

La figure IV.13 présente les images thermiques calibrées obtenues sur la métallisation des IGBT avec et sans gel pour les différentes puissances.

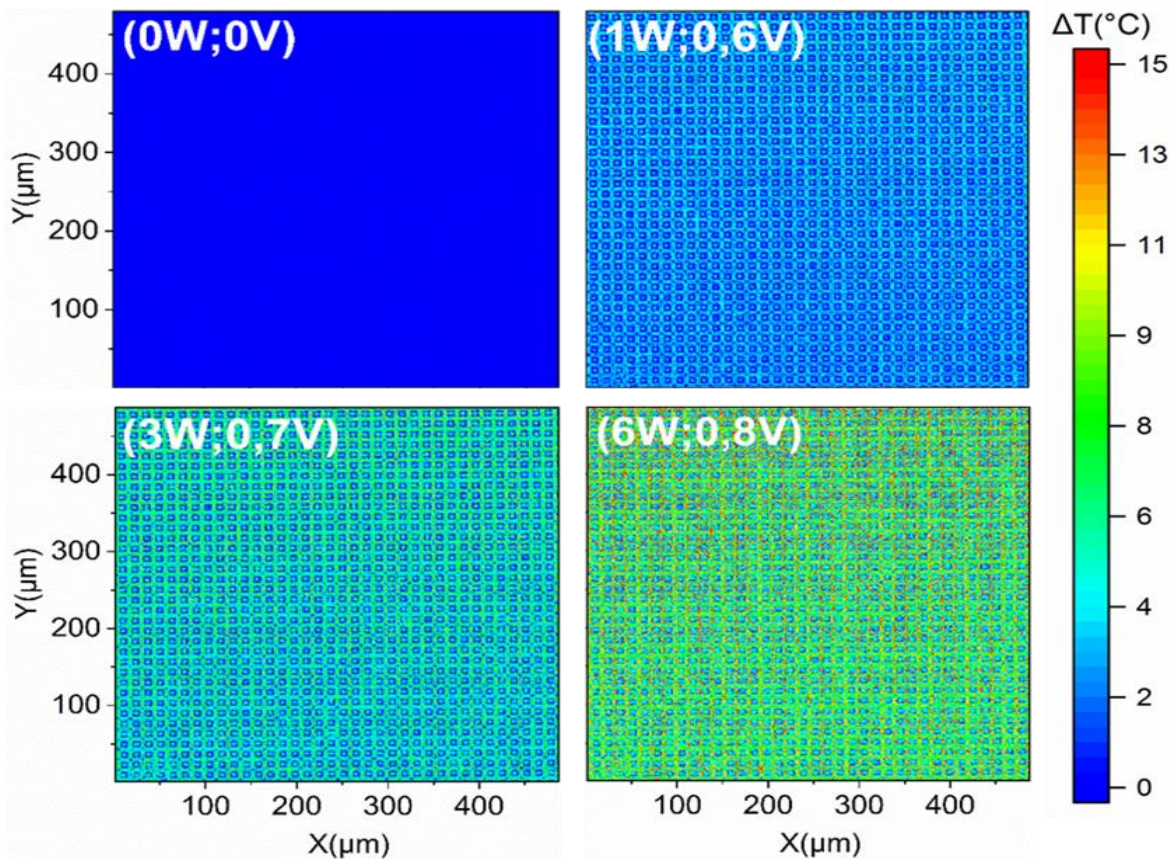
En regardant les images obtenues à la puissance 0 W dans les deux cas de module (avec et sans gel), nous n'observons aucune élévation de température. Quand on injecte la puissance, l'échauffement est observé avec des températures plus élevées dans le cas de la présence de gel silicone.



a) avec gel de silicone



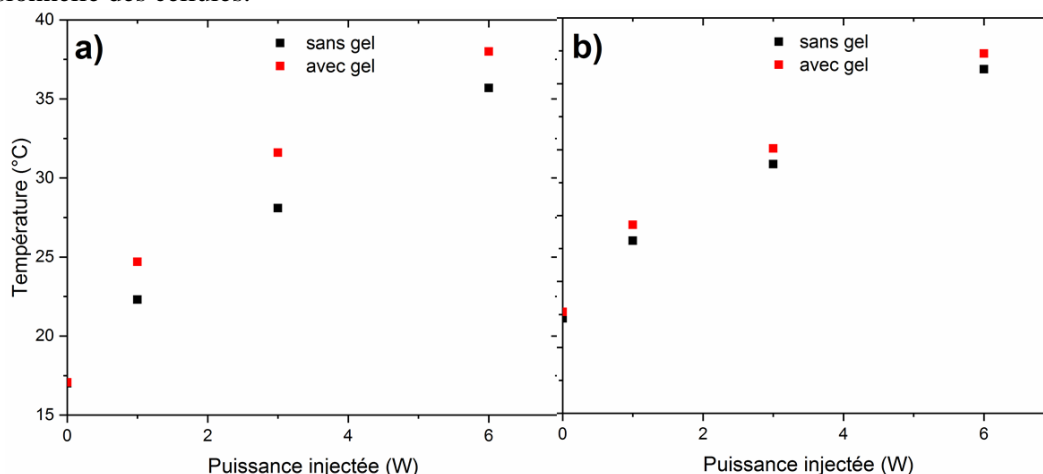
b) sans gel de silicone



**Figure IV.13: Images thermiques calibrées obtenues sur la métallisation des IGBT à différentes puissances : a) avec gel, b) sans gel**

La principale différence de comportement thermique sur la face supérieure des puces IGBT entre un module contenant du gel et l'autre sans gel de silicone est l'air qui réside dans la convection thermique qui existe dans ce dernier cas. En effet, l'air permet ce transfert thermique même s'il est faible et ne permet pas de stocker de l'énergie thermique dans les zones voisines supérieur des puces. Ce n'est pas le cas lorsque le gel de silicone est présent. Ainsi, même si la capacité thermique spécifique du gel est faible, lors de longues opérations des composants, la chaleur peut être progressivement stockée dans une petite épaisseur à l'intérieur de la couche de gel sur l'interface entre le gel et les matériaux en contact juste en dessous. Cela se traduirait par une légère modification de la carte thermique en augmentant légèrement les valeurs de température en l'absence de convection de l'air et en homogénéisant les températures par la conduction thermique due à la présence du gel.

La figure IV.14 présente l'évolution de la température pour les deux cas (avec et sans gel) en fonction de la puissance injectée dans deux différentes régions : au centre de la cellule et sur la métallisation de régions intercellulaires. On constate que les températures locales dans le cas du module avec gel sont supérieures à celles du module sans gel (de 1 à 3°C). Ces différences sont plus importantes dans les zones du centre de la cellule, où l'effet de convection est plus faible en raison de la structure tridimensionnelle des cellules.



**Figure IV.14: Evolution de la température en fonction de la puissance injectée : a) la métallisation de la région intercellulaire b) centre de la cellule dans le cas de la présence et de l'absence de gel**

Ces différences entre les mesures indiquent que les mesures sans gel, comme celles effectuées par exemple par la technique infrarouge, ne peuvent pas refléter parfaitement la réalité du comportement thermique des IGBT dans les modules de puissance.

#### 4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux applications sur la métallisation de l'émetteur de IGBT.

La première application était sur l'étude de l'influence de vieillissement sur la cartographie thermique de métallisation de l'émetteur de IGBT. Dans ce travail, nous avons montré que la comparaison entre les modules vieilli et non vieilli n'a été possible que grâce à l'utilisation d'une calibration pixel par pixel. Les premiers résultats montrent que les températures sont beaucoup plus homogènes dans le cas du module vieilli. La comparaison entre les cartographies thermiques a montré que les températures moyennes des deux surfaces à puissance constante injectée sont égales.



La deuxième application était sur les mesures thermiques à travers le gel de silicone. Dans ce travail, nous avons montré la faisabilité des mesures thermiques sur la métallisation de l'émetteur de IGBT à travers le gel de silicone en utilisant la thermoréfectance. Les résultats montrent que le gel de silicone augmente et homogénéise la distribution de la température dans le module. Ceci est dû à l'extraction réduite du flux thermique par la face supérieure de la puce avec le gel.

## Conclusion générale et perspectives

Les travaux réalisés durant cette thèse se sont appuyés sur le développement et l'optimisation du banc de thermoreflectance. Ils ont été portés notamment par la mise en évidence et la résolution des différentes problématiques que l'on peut rencontrer lors de mesures, par thermoreflectance, sur les modules de puissance, par exemple de type IGBT.

Ces travaux ont permis d'évaluer les avantages et les inconvénients de techniques de mesure de température afin de déterminer celle qui est la mieux adaptée aux mesures thermiques à haute résolution sur les composants de puissance. Grâce à cette étude, nous avons montré que la thermoreflectance offre un avantage certain pour des besoins de fortes résolutions spatiale et temporelle, en permettant une mesure plein champ sans contact et sans préparation de surface. Dans un second temps, nous avons détaillé cette technique de caractérisation ainsi que les principales problématiques expérimentales (tels que le recalage des images et le focus) de celles-ci pour les mesures de thermoreflectance.

Nous avons mis en évidence l'importance du recalage dans le domaine de la thermoreflectance. Les résultats montrent que le choix de la méthode de recalage est judicieux afin d'obtenir une mesure de réflectivité précise et une bonne estimation de la température à la surface de l'échantillon. Le recalage par corrélation croisée supixelisé avec un pas précis a permis de corriger les erreurs introduites lors de la mesure de la variation de réflectivité par la méthode des 4 buckets ou la calibration. L'étude réalisée dans ce contexte montre que le pas de recalage est directement corrélé au niveau de bruit des images. Lorsque le bruit des images est du même niveau que la perturbation créée par le mouvement sur les intensités, le recalage n'est plus possible.

Une méthodologie de mesure sur une puce IGBT packagée dans un module de puissance a ensuite été définie. Cette étude a permis de déterminer la longueur d'onde optimale, la fréquence d'excitation minimale et d'étudier l'influence d'accumulation d'images sur le bruit et sa limitation. Une comparaison entre différentes méthodes de calibration montre que la calibration pixel par pixel est nécessaire pour des structures non homogènes. Pour cela, une méthodologie doit être définie pour chaque type de composant avant la mesure.

Enfin, des études de faisabilité et d'application propres à l'électronique puissance grâce à la thermoreflectance ont été menées. La première concerne l'étude de l'influence de vieillissement sur la distribution thermique à la surface des composants de puissance. Dans ce travail, nous avons montré que la comparaison entre les modules vieilli et non vieilli n'a été possible que grâce à l'utilisation d'une calibration pixel par pixel. Les premiers résultats montrent que les températures sont beaucoup plus homogènes dans le cas du module vieilli à cause de la dégradation de la métallisation supérieure qui "homogénéise" le champs de température local. La deuxième application concerne des mesures thermiques à travers le gel de silicone pour des applications en régime extrême. Dans ce travail, nous avons montré que le gel de silicone augmente et homogénéise la distribution de la température dans le module. Ceci est dû à l'extraction réduite du flux thermique par la face supérieure de la puce avec le gel. Ainsi, les mesures thermiques réalisées ont montré la capacité de la thermoreflectance à avoir une haute résolution spatiale de la température et ainsi remonter au comportement individuel des cellules des IGBT.

Nos résultats expérimentaux en régime statique ouvrent des perspectives très intéressantes en offrant un large champ d'investigation par la thermoreflectance dans le domaine de l'électronique de puissance. Il sera ainsi possible de caractériser les distributions de température en régime dynamique sur la surface de IGBT. Les mesures dans ce régime permettent de reconstruire l'évolution thermique du composant et mettre en évidence les inhomogénéités thermiques au cœur de celui-ci dans les régimes extrêmes tels que le court-circuit. La mise en application de la thermoreflectance pour obtenir l'évolution temporelle de la cartographie thermique durant le court-circuit sera en soi une amélioration par rapport à l'état de l'art dans le domaine d'électronique de puissance.

## References:

- [Ahm06] I. Ahmad, V. Kasis, D. Y. Song, L. Tian, J. M. Berg et M. Holtz, "Self-heating in a GaN based heterostructure field effect transistor : Ultraviolet and visible Raman measurements and simulations", *Journal of Applied Physics*, vol. 86, pp. 173503-1-173503-3, 2006.
- [Alb17]: A. Albarbar et al., "Thermal Analysis of Power Electronic Devices Used in Renewable Energy Systems", 2017.
- [Alo01]: P. Aloïsi, " Les semiconducteurs de puissance ", Technosup, Supélec, ellipses, pp. 317, Paris, 2001.
- [Ame71]: G.F. Amelio and al, "Charge Coupled Imaging Devices: Design considerations." *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol ED-18, pp 986-992, 1971.
- [Ame71]: G.F. Amelio and al, "Charge Coupled Imaging Devices: Design considerations." *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol ED-18, pp 986-992, 1971.
- [Amh13]: H. Amhaz " Traitement d'images bas niveau intégré dans un capteur de vision CMOS ", Thèse, Université de Grenoble, 2013.
- [Amm98]: A. Ammous, B. Allard, H. Morel, "Transient temperature measurements and modeling of IGBT's under short circuit", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no 1, pp. 12-25, 1998.
- [Ang07]: L. ANGHEL " Conception robuste dans les technologies CMOS avancées et post- CMOS", Habilitation à Diriger des Recherches, 2006.
- [Apa13]: X. APAOLAZA, F. RIGOLLET, J. ADRIAN, N. EHRET, J.L. GARDAREIN, P. FICHERA, D. BARAKEL, V. GOUBIER, "Thermographie hétérodynée et thermoréfectance ponctuelle à haute résolution temporelle pour le diagnostic thermique de composants microélectroniques", 2018.
- [Arn92]: J Arnoud et P MERLE, "Dispositifs de l'électronique de puissance", tome 2, Paris, Hermès, 1992.
- [Asp83] :D.E.Aspnes et al., *Solid State Commun.. Rev. B* 27 985, 1983.
- [Ast00]: <https://www.astri.org/tdprojects/advanced-power-electronics-technologies>.
- [Ava20]: <https://www.avantes.com/products/spectrometers/starline/avaspec-uls2048cl-evo/>.
- [Aub07]: R. Aubry, J.-C. Jacquet, J. Weaver, O. Durand, P. Dobson, G. Mills, M.-A. di Forte-Poisson, S. Cassette et S.-L. Delage, "SThM Temperature Mapping and Nonlinear Thermal Resistance Evolution with Bias on AlGaIn/GaN HEMT Devices", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 54, pp. 385-390, 2007.
- [Aza 84]: M. Azaria et al., « Time delay estimation by generalized cross correlation methods », *IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Vol. 32 , pp.280-285, 1984.
- [Bac15]: L. Baczkowski, "Modélisation et caractérisation thermique de transistors de puissance hyperfréquence GaN et conséquences sur la fiabilité de modules radars d'émission/réception en bande X", Université de Lille ,2015.
- [Bac15]: L.Baczkowski, J.-C. Jacquet, O. Jardel, C. Gaquière, M. Moreau, D. Carisetti, L. Brunel, F. Vouzelaud et Y. Mancuso, "Thermal Characterization Using Optical Methods of AlGaIn/GaN HEMTs on SiC Substrate in RF Operating Conditions", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 62 (12), pp. 3992-3998, 2015.
- [Bak13]: N. Baker, M. Liserre, L. Dupont, Y. Avenas, " Junction Temperature Measurements via ThermoSensitive Electrical Parameters and their Application to Condition Monitoring and Active Thermal Control of Power Converters", *IECON - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 942-948, 2013.
- [Bak 15]: N. Baker, S. Munk-Nielsen, F. Iannuzzo, L. Dupont, M. Liserre, Experimental evaluation of IGBT junction temperature measurement via peak gate current, *Proc.17th European Conf. On Power Electronics and Applications*, 2015.
- [Bal79]: B. J. Baliga, «Modern power devices», New York, John Wiley & Sons, (1987). pp. 476.
- [Bal84] B.J. Baliga, M. Adler, R. Love, P. Gray, M. Zommer, " The Insulated Gate Transistor: a New Three-

Terminal-MOS-Controlled Bipolar Power Device ", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-31, No. 6, pp: 821-828, June 1984.

[Bal96]: B. J. BALIGA « Power semiconductor devices », pp. 426-488, PWS Publishing Company, Boston, (1996).

[Bar99]: J. Barbillat, D. Bougeard, G. Buntix, M. Delhayé, P. Dhamelincoeur et F. Fillaux, « Spectrométrie Raman », Techniques de l'Ingénieur, pp. p2865-1-p2865-31, 1999.

[Bar08]: M. BARDOUX "Mesures de diffusivité thermique et cartographie de température dans des composants électroniques de type VECSEL"UNIVERSITÉ PIERRE ET MARIE CURIE, 2008.

[Bee07]: T. Beechem, S. Graham, S. P. Kearney, L. M. Phinney et J. R. Serrano, "Invited Article: Simultaneous mapping of temperature and stress in microdevices using micro-Raman spectroscopy", Review of Scientific Instruments, vol. 78 (6), pp. 061301-1-061301-9, 2007.

[Bek16]: A.Bekele , « Cooley-Tukey FFT Algorithms » , ADVANCED ALGORITHMS, 2016.

[Ber03]: D. Berning, J. Reichl, A. Hefner, M. Hernandez, C. Ellenwood, J-S. Lai, "High speed IGBT module transient thermal response measurements for model validation", 38th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, pp. 1826-1832, 2003.

[Ber03]: D. Berning, J. Reichl, A. Hefner, M. Hernandez, C. Ellenwood, J-S. Lai, "High speed IGBT module transient thermal response measurements for model validation", 38th IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, pp. 1826-1832, 2003.

[Ber03]: F. Berthet, Y. Guhel, H. Gualous, B. Boudart, J. Trolet, M. Piccione et C. Gaquière, "Characterization of the self-heating of AlGaN/GaN HEMTs during an electrical stress by using Raman spectroscopy", Microelectronics Reliability, vol. 51 (9), pp. 1796-1800, 2011. [

[Bho18]: R. Bhojani et al, Observation of Current Filaments in IGBTs with Thermoreflectance Microscopy, 2018 IEEE 30th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD),2018.

[Bla04]: D. Blackburn, "Temperature measurement of semiconductor devices – A review", 20th Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium - Proceedings, vol. 20, pp. 70-80, 2004.

[Bou08]: M.Bouarroudj, "Etude de la fatigue thermo-mécanique de modules électroniques de puissance en ambiance de températures élevées pour des applications de traction de véhicules ". Thèse (2008), ENS Cachan.

[Bou13]: K. El Boubkari "Impact de la modélisation physique bidimensionnelle multicellulaire du composant semi-conducteur de puissance sur l'évaluation de la fiabilité des assemblages' appliqués au véhicule ". Thèse (2013) Université Bordeaux 1.

[Boy70]:W.S. Boyle, G.E. Smith, "Charge-Coupled semiconductor devices.", Bell System technical journal, vol. 49, pp.587-593, 1970.

[Bra18]: J. Brandelero, J. Ewanchuk, S. Mollov, "On-line Virtual Junction Temperature Measurement via DC Gate Current Injection' CIPS – 10th International Conference on Integrated Power Electronics Systems", pp. 423-429, 2018.

[Bri01] : K. Briechle , UD. Hanebeck «Template matching using fast normalized cross-correlation»,Optical Pattern recognition., vol. 95, 2001 .

[Bro92] : LG.Brown, « A survey of image registration techniques, ACM, Computing Surveys» , Vol. 24, pp. 325-376, 1992.

[Bro92] : LG.Brown, « A survey of image registration techniques, ACM, Computing Surveys» , 24(4), pp. 325-376, 1992.

[Bro13]: A. Brocheur « Recalage et analyse d'un couple d'images : application aux mammographies », Université Paris descartes ,2013.

[Bro18]: G. BROCERO "Comparaison de méthodes de caractérisation thermique de transistors de puissance hyperfréquence de la filière nitrure de gallium"Université de Caen Normandie,2018.

- [Bro17]: N. BROCHARD " Instrumentation et informatique de l'image Integration 3D: Vers des capteurs d'image innovants à haute performance ", Thèse, Université de Bourgogne, 2006.
- [Bru93] : R. Brunelli et T. Poggio, IEEE Trans. Pattern Anal. Machine Intell., vol. 15, pp. 1042-1052,1993.
- [Bur09]: M.G. BURZO, P.L. KOMAROV et P.E. RAAD, " Pixel-by-pixel calibration of a CCD camera based thermoréfectance thermography system with nanometer resolution", 2009.
- [Caj12] : T. Cajgfinger" Étude théorique et expérimentale du suivi de particules uniques en conditions extrêmes : imagerie aux photons uniques",2012.
- [Car67]:M.Cardona et al., "Electroreflectance at a Semiconductor-Electrolyte Interface". Phys. Rev., Vol.154, 1967.
- [Car69]: Cardona M Modulation Spectroscopy, Solid State Physics, Suppl. ed Seitz, Turnbull and Ehrenreic (New York: Academic), 1969.
- [Car03]: S. CARBELLI "Contribution à l'identification et à l'estimation des contraintes de fatigue thermique des convertisseurs intégrés pour la traction électrique". Thèse (2010) Université Paul Sabatier (Toulouse III).
- [Cha06]: P.K. L. Chan , K.P. Pipe , G.Qin et Z.Ma," Thermorefectance imaging of current dynamics in high power SiGe heterojunction bipolar transistors", Appl. Phys.Lett., Vol. 89, No. 3, pp.21-25, 2006.
- [Cha07a]: Y.Chang et al.," K. Chang, S. Yang, J.-Y. Kim, M. Kook, S. Ryu, H. Choi et G. Kim, "Precise Temperature Mapping of GaN-Based LEDs by Quantitative Infrared Micro-Thermography",Sensors, vol. 12 (12), pp. 4648-4660, 2012.
- [Cha16] : L.A.CHANEL,« Assistance à la thérapie par ultrasons focalisés de haute intensité (HIFU) : Compensation des mouvements physiologiques par asservissement sur images ultrasonores». Thèse (2016), Université de Strasbourg.
- [Cha18]: L. Chahira et B.Bedra , «Recalage d'images utilisant la technique PSO « Stage master 2 », 2018.
- [Che19]: Y.Chen et al.,"Investigation of heat transfer and thermal stresses of novel thermal management system integrated with vapour chamber for IGBT power module ". Microelectron. Reliability, Vol. 10, pp73-81, May 2019.
- [Chi03]: D.U.M.Chien-TaLin et al., « Fast normalized cross correlation for defect detection», Pattern Recognition Letters, Vol. 24 , pp.2625-2631, 2003.
- [Cho18]: U.-M. Choi, F. Blaabjerg, S. Jørgensen, 'Power Cycling Test Methods for Reliability Assessment of Power Device Modules in Respect to Temperature Stress' IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 33, no. 3, pp. 2531-2551, 2018.
- [Chr20]: <https://www.chroma.com>.
- [Cia01]: M. Ciappa, "Some Reliability Aspects of IGBT Modules for high-power application" Thèse doctorale (2000). Swiss Federal Institute of Technology ZURICH.
- [Col90]: N. B. Colthup, L. H. Daly et S. E. Wiberley, "Introduction to Infrared and Raman Spectroscopy", Third Edition, Ed. Academic Press, 1990.
- [Coo68] Cooley JW, Tukey JW, An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series, Mathematics of Computation, vol. 19, pp. 297- 301. 1965.
- [Cov97]: P. Cova, M. Ciappa, G. Franceschini et al., "Thermal Characterization of IGBT Power Modules», Microelectron. Reliability, Vol. 37, No. 10 (1997).
- [Cui98]: J. B. Cui, K. Amtmann, J. Ristein et L. Ley, "Noncontact temperature measurements of diamond by Raman scattering spectroscopy", Journal of Applied Physics, vol. 83 (12), pp. 7929-7933, 1998.
- [Cze12]: B. Czerny, M. Lederer, B. Nagl et al., "Thermo-mechanical analysis of bonding wires in IGBT modules under operating conditions". Microelectronics Reliability 52 (2012) 2353– 2357.
- [Dar16]: A. Darwish" Capteur d'images événementiel asynchrone à échantillonnage non-uniforme", Thèse,

Université de Grenoble ,2016.

[Dil04] :S.Dilhaire & al, "Thermal parameters identification of micrometric layers of microelectronic devices by theroreflectance microscopy".Microelectronics journal, Vol .35, pp.811-816, 2004

[Dil07]: S.Dilhaire et al., "Techniques optiques de mesure des propriétés locales et applications in Micro et nanothermique, " Volz S. (ed) ", CNRS éditions, pp. 255-300, 2007.

[Dkt16]: [Diapositive 1 \(lifemoz-dev.com\)](http://lifemoz-dev.com)

[Doe19]: <https://www.doeet.com/content/testing-eee-parts/inspection-electrical-verification/understanding-the-use-of-thermoreflectance-thermal-imaging/>

[Dom16]: A.Domínguez , « Highlights in the History of the Fourier Transform » , IEEE RETROSPECTROSCOPE , 2016.

[Dup12]: L. Dupont, Y. Avenas, P.-O. Jeannin, "Comparison of junction temperature evaluations in a power IGBT module using an IR camera and three thermo-sensitive electrical parameters" TwentySeventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 182-189, 2012.

[Dyn14]: [https://www.dynexsemi.com/assets/downloads/DNX\\_AN6156.pdf](https://www.dynexsemi.com/assets/downloads/DNX_AN6156.pdf).

[End15]: K.Endo, K. Norimatsu, T.Nakamura, T.Setoya, K.Nakamae , "Thermoreflectance mapping observation of Power MOSFET under UIS avalanche breakdown condition",/Microelectron. Reliab. Vol.55, pp. 1628-1633.

[Emr19]: <https://emrecmic.wordpress.com/2016/06/30/effet-raman/>.

[Far09]: M. Farzaneh, K. Maize, D. Lüerßen, J.A. Summers, P.M. Mayer, P.E. Raad, K.P. Pipe, A. Shakouri, R.J. Ram, and J.A. Hudgings, "CCD-based thermoreflectance microscopy: principles and applications". J. Phys. D. Appl. Phys., Vol.42, pp.143001, 2009.

[Fie99]: G.B.M.Fiege et al. "Thermal characterization of power devices by scanning thermal microscopy techniques", Microelectronics Reliability Volume 39, Issues 6-7, pp.1149-1152, (2000).

[For02] : H.Foroosh (Shekarforoush), J. Zerubia, «Extension of phase correlation to subpixel registration» , IEEE Transactions on Image Processing ,Vol. 11 , pp.188-200, 2002

[Fos93]: E.Fossum, "Active Pixel Sensors: Are CCD's Dinosaurs?", Charge-Coupled Devices and Solid-State Optical Sensors III, Proceedings of SPIE, Vol.1900, 1993.

[Gal10]: J. Le Gal "Intégration des fonctions de protection avec les dispositifs IGBT", Thèse Université Paul Sabatier (Toulouse III),2010.

[Gon10] :P.M. GONTHIER " Contribution à l'amélioration de la dynamique des capteurs d'image CMOS à réponse linéaire", Thèse, Université de Toulouse, 2010.

[Gra99]: S. Grauby et al., "High resolution photothermal imaging of high frequency phenomena using a visible charge coupled device camera associated with a multichannel lock-in scheme".Review of Scientific Instruments, Vol. 70 ,1999.

[Gre12]: J. Green, C. Lind & T. Ingvarsson « Movement sensor using image correlation on a multicore platform», School of Information Science, Computer and Electrical, 2012.

[Gui06]: A. GUILVARD " Capteurs d'images CMOS à architecture numérique pour l'imagerie des scènes à grande dynamique", Thèse, Université Paul Sabatier (Toulouse III),2006.

[Gui08]: M.Guizar, S.Thurman, J.Fienup, «Efficient subpixel image registration algorithms»,OPTICS LETTERS ,Vol. 33, pp. , 2008.

[Ham17]: T. HAMMIA et M. Nadjib « Recalage d'image rigide par la technique de transformée de Fourier-Mellin», Université Kasdi Merrbzhouargla, 2017.

[Hel18 ] : A. Helou, P. Raad, P. Komarov, "Time-Resolved Thermoreflectance Imaging for Thermal Testing and Analysis", 2018 34th Thermal Measurement, Modeling & Management Symposium (SEMI-THERM),

2018.

[Ibra09]: T. Ibrahim, "contribution au développement de modèles pour l'électronique de puissance en VHDL-AMS". Thèse (2009) de l'I.N.S.A. de Lyon.

[Ici11]: ICInsights, "CMOS Image Sensors Regaining Growth Momentum", rapport sur le marché des imageurs, Arizona USA, Mai 2011.

[IMA02]: IMAQ Vision Concepts Manual, 2002.

[Ima20]: <http://images.math.cnrs.fr/Le-traitement-numerique-des-images.html?lang=fr>

[Ira12]: A. Irace, "Infrared Thermography application to functional and failure analysis of electron devices and circuits ", Microelectronics Reliability, Volume 52, Issues 9–10, (2012).

[Iwa99]: H. Iwamoto, M. Tabata, H. Takahashi, et al. "A new 1200V PT IGBT Module using Trench Gate structure and Local Life Time Control». EPE, Lausanne, (1999).

[Jia17]: Y.Jia et al., "Thermal analysis of the via holes in AlGaN/GaN HEMTs", 2017 IEEE Asia Pacific Microwave Conference (APMC), 2018.

[Jer05]: G. JEROSOLIMSKI "Imagerie thermique haute résolution de circuits intégrés en fonctionnement par thermoréfectance" UNIVERSITÉ PIERRE ET MARIE CURIE ,2005.

[Kas06] :S Kasseb, G Al-Hariry "Introduction to Electronics Cooling",2006

[Ken17]: D.kendig et al., " Accurate Thermoreflectance Imaging of Nano-Features Using Thermal ", 16th IEEE I THERM Conference, pp.23-29, 2017.

[Kha03]: V. K. Khana, "IGBT, theory and design", IEEE press 2003.

[Kim17] : D.U.Kim, C.B.Jeong, J.D.Kim, K.S.Lee , K.S.Park, C.B.Jeong, H.Hur, K.H.Nam, G.H.Kim and K.S.Chang, " Laser Scanning Confocal Thermoreflectance Microscope for the Backside Thermal Imaging of Microelectronic Devices", Sensors , Vol. 11, pp. 1-11, 2017.

[Koc15a]: T. Kociniewski et al., "Temperature mapping by  $\mu$ -Raman spectroscopy over cross-section area of power diode in forward biased conditions", Microelectronics Reliability, Vol. 55, no. 3–4, pp. 547-551, March 2015.

[Koc15b]: T. Kociniewski et al., " Temperature and strain mappings over forward biased power IGBT cross-section area by  $\mu$ -Raman spectroscopy", 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), 2015.

[Kub06]: M. Kuball, A. Sarual, H. Jil, Michael, J. Uren, R-S. Balmer, and T.Martin, "Integrated Raman - IR Thermography on AlGaN/GaN Transistors ", Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International, pp. 1339-1342, June 2006.

[Lab07]: E. LABONNE, "CONTRIBUTIONS A LA CONCEPTION DE CAPTEURS DE VISION CMOS A GRANDE DYNAMIQUE", Thèse, Université de Grenoble, 2007.

[Laq07] : P. LAQUERRE" Conception d'une chaîne de traitement analogique de signaux vidéo en technologie CMOS basse tension pour applications aux instruments d'observation de la Terre" Thèse, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.

[Lan09] :O. Lancry, «Etude par microspectrométrie Raman de matériaux et de composants microélectroniques à base de semi-conducteurs III-V grand gap, » PHD thesis, Université de Lille 1, 2009.

[Lat05]: BP. Lathi, «Linear systems and signals», 2nd ed. Oxford University Press; 2005.

[LECO1] : M. LECOMTE, « Transformation de Fourier », Ecole des Mines de Douai, 2001.

[Lef05a] : P. Lefranc, «Etude, conception et réalisation de circuits de commande d'IGBT de forte puissance». Thèse (2005), I.N.S.A. de Lyon.

[Li16] : Y.Li et al ,« A genetic-optimized multi-angle normalized cross correlation SIFT for automatic remote



sensing registration », 2016 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2016.

[Lin20]: PE120 Features — Linkam Scientific

[Lou03]: R.Loudon, «The quantum theory of light »,3rd ed. Oxford University Press, 2001.

[Luo10]:J.Luo, EE. Konofagou «A fast normalized cross-correlation calculation method for motion estimation»,IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control, vol. 57, pp. 1347–1357, 2010.

[Lu09]: H. Lu, C. Bailey, C. Yin, Design for reliability of power electronics module,Microelec. Reliab, vol. 49 , pp.1250–1255,2009.

[Mab16]: M.Mabano , "Internal Heating of an IGBT Module in a System with a Regenerative AC Drive".Thèse. (2016) Helsinki Metropolia University of Applied Sciences.

[Mad20]: <http://www.madcitylabs.com>.

[Mag07]: R. Maglie, " Modélisation de différentes technologies de transistors bipolaires à grille isolée pour la simulation d'applications en électronique de puissance," Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse-France, 2007.

[Mai 12]: K. Maize et al., "Thermoreflectance CCD Imaging of Self Heating in Transistors at High Drain Voltage", 28th Annual IEEE Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium (SEMITHERM), San Jose, CA, USA, 2012.

[Mai 13]: K. Maize, "High Resolution Thermal Characterization and Simulation of Power AlGaN/GaN HEMTs Using Micro-Raman Thermography and 800 Picosecond Transient Thermoreflectance Imaging", Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSICS), IEEE, La Jolla, CA, USA, 2014.

[Mai14]: K.Maize"High Resolution Thermoreflectance Imaging of Power Transistors and Nanoscale Percolation Networks" Thèse (2014) UC Santa Cruz .

[Mal01]: R. Mallwitz, R. Tschirbs, M. Pfaffenlehner, et al, "1700VTrench IGBT Modules". Proceedings of the 7th European Power Quality Conference PCI01, (2001).

[Mar09] :D. Martineau, T. Mazeaud, M. Legros, Ph. Dupuy, C. Levade, G. Vanderschaeve, "Characterization of ageing failures on power MOSFET devices by electron and ion microscopies" Microelectronics Reliability 49, pp. 1330–1333, 2009.

[Mar03]: G. Maranzana "Modélisation thermique des composants électroniques de puissance par la méthode des quadripôles". Thèse (2018) Université de Lorraine.

[Mat68]: E.Matatagui E et al., «Thermoreflectance in semiconductors», Phys. Rev. , Vol. 176 , pp.950–60,1960.

[May07]: P. M. Mayer, D. Lüerßen, R. J. Ram, J. A. Hudgings , "Theoretical and experimental investigation of the thermal resolution and dynamic range of CCD-based thermoreflectance imaging" . J. Opt. Soc. Am., Vol.24, pp.1156-1163, 2007.

[Maz72]:I.MASAYUKI, “Sur les noyaux de Dirichlet continus”, vol. 47, pp. 47–75, 1972.

[Med14]: L. MEDDEBER, « Approches robustes de recalage et de mosaïque automatiques d'images de télédétection sous contraintes géométriques et photométriques », Université de Sciences et de la Technologie d'Oran,2014.

[Mic20] : <https://www.micromecanique.fr>.

[Miv19] : « Outils fondamentaux en traitements d'images », Université de Strasbourg, 2019-2020.

[Moh02]: N. MOHAN, T, UNDELAND, AND R. ROBBINS, "Power electronics, converters, applications and design", 2ème édition, New York, USA: JohnWiley&Sons, 2002.

[Mic21]: <https://www.microsanj.com>

- [Mou13]: B. MOUAWAD, « Assemblages innovants en électronique de puissance utilisant la technique de « Spark Plasma Sintering » » thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2013.
- [Mou15b]: J. Moussodji "Caractérisation et modélisation électro-thermique distribuée d'une puce IGBT: Application aux effets du vieillissement de la métallisation d'émetteur ". Thèse (2015), ENS Cachan.
- [Mot98]: E.R. Motto, J.F. Donlon, H. Takahashi, M. Tabata, H. Iwamoto, " Characteristics of a 1200 V PT IGBT with trench gate and local lifetime control ", Industry Applications Conference, 33th IAS Annual IEEE, Vol. 2, pp: 811-816, USA, October (1998).
- [Mur08]: J.C. Murphy, L.C. Aamodt, Photothermal spectroscopy using optical beam probing—mirage effect, J. Phys. D. Appl. Phys. ,vol.51, pp.4580–4588, 2008.
- [Nak08]: A. Nakagawa, Y. Kawaguchi, K. Nakamura, Silicon Limit Electrical Characteristics of Power Devices and Ics, ISPS, 2008.
- [Nav03] : D. NAVARRO "Architecture et Conception de Rétines Silicium CMOS : Application à la mesure du flot optique", Thèse, Université de Montpellier 2, 2003.
- [Nis76]: T.Nishino et al., "Optical Properties of Solids: New Developments, ed B O Seraphin " (Amsterdam: North-Holland), 1976.
- [Nob30]: [http://www.nobelprize.org/nobel\\_prizes/physics/laureates/1930/raman-bio.html](http://www.nobelprize.org/nobel_prizes/physics/laureates/1930/raman-bio.html).
- [Oly20]: <https://www.olympus-lifescience.com>.
- [Ops20]: <https://opsens-solutions.com>.
- [Ooi91] : j.Ooi, K. Rao, « New insights into correlation-based template matching», Proceedings of SPIE, Vol. 1468, pp. 740–751, 1991.
- [Ops20]: <https://openclassrooms.com>.
- [Ouh17] : M.Ouhab, «Estimation de Durée de Vie Restante de Modules de Puissance en Fonctionnement dans des Convertisseurs Industriels », thèse de doctorat de l'Université Paris-Saclay, 2017.
- [Pee03] : M .H.G peeters, « IMPLEMENTATION OF THE PHASE CORRELATION ALGORITHM», Faculty of Electrical Engineering Section Design Technology For Electronic Systems, 2003.
- [Per93] :S. Perkwaitz, "Optical characterization of semiconductors". Academic press, (1993).
- [Per03]: R. Perret, « Interrupteurs électroniques de puissance », pp. 326, Hermes science, Lavoisier, Paris, 2003.
- [Per04]: R Perret, J.M LI, P Aloisi, D Chatroux, D Lafore, J.L. Schanen, B Rivet, M. L Locatelli et D.Planson, "Interrupteurs électroniques de puissance», Paris, Hermes Science Publ., 2004.
- [Per08]: X. Perpina, et al., IGBT module failure analysis in railway applications, Microelec.Reliab, vol.48, pp.1427–1431, 2008.
- [Pie07]: K. Pierscinski, D. Pierscinska, A. Kozłowska et M. Bugajski, " Investigation of thermal processes in high power laser bars by thermoreflectance spectroscopy ", 2007 13th International Workshop on Thermal Investigation of ICs and Systems (THERMINIC)", pp. 168-173, 2007.
- [Phi06]: spectromètre CCD [phitem.univ-grenoble-alpes.fr](http://phitem.univ-grenoble-alpes.fr) > medias > fichier.
- [Pho20]: <https://www.photonfocus.com/products/camerafinder/camera/mv1-d1024e-160-cl>.
- [Pho20]: UHP-T LED Illuminator User Manual ([prizmatix.com](http://prizmatix.com)).
- [Pol94]: F.H.Pollak et al., " Handbook on Semiconductor,". vol 2, (Amsterdam: North-Holland),1994.
- [Pta13]: G. Ptaszek, P. Cawley, D. Almond, and S. Pickering, "Transient thermography testing of un-painted thermal barrier coating (TBC) systems", NDT & E International, Vol.59, pp. 48–56,2013.
- [Qfi12]: Quantum Focus Instruments Corporation, "<http://www.quantumfocus.com>".

- [Qia18]: C. Qian et al., "Thermal management on IGBT power electronic devices and modules". IEEE , Vol.6, pp. 12868 – 12884, January (2018).
- [Raa08] :P. E. Raad, P. L. Komarov et M. G. Burzo, "Thermo-Reflectance Thermography For Submicron Temperature Measurements",2008.
- [Raa14]: P. E. Raad, P. L. Komarov et M. A. Bettiati, "Thermoreflectance temperature measurements for optically emitting devices", Microelectronics Journal, vol. 45, pp. 515-520, 2014.
- [Ram28]: C. V. Raman, K. S. Krishnan, "A new type of secondary radiation". Nature 121, 501-502, (1928).
- [Ros82]: A. Rosencwaig. Thermal-wave imaging. Science, vol.218, pp.223–228, 1982.
- [Ros83]: A. Rosencwaig, J. Opsal, and D.L. Willenborg, Thin-film thickness measurements with thermal waves, Applied Physics Letters, vol.43, pp.166–168, 1983.
- [Ros06]: L. Rossi, G. Breglio , A. Irace , P. Spirito, "Thermal Mapping of Power Devices with a Completely Automated Thermoreflectance Measurement System, " 2006 Ph.D. Research in Microelectronics and Electronics ,1628-1633.
- [Rus83]: J. Russel, A. Goodman, L. Goodman, J. Neilson, " The COMFET- A new high conductance MOS-gated device " , IEEE Electron Device Letters, Vol. EDL-4, No. 3, pp: 63-65, March 1983.
- [Sal06]: M. SALHI "Imagerie thermique et thermoélastique de circuits intégrés : Application à l'analyse de défaillances" these(2006), 'UNIVERSITE BORDEAUX 1.
- [Sch09]: R. Schmidt, U. Scheuermann, " Using the chip as a temperature sensor- The influence of steep lateral temperature gradients on the Vce(T)-measurement",13th European Conference on Power Electronics and Applications, 2009.
- [Sha14] : A. Shakouri et al., "Stable Thermoreflectance Thermal Imaging Microscopy with Piezoelectric Position Control", Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium (SEMI-THERM), 30th Annual IEEE, San Jose, CA, USA, 2014.
- [Smi85]: W.L. Smith, D.L. Willenborg, A. Rosencwaig, and J. Opsal. Detection of thermal waves through optical reflectance. Applied Physics Letters, vol.46, pp.1013–1015, 1985.
- [Sri12] : N. Srinivasa ,«CROSS-CORRELATION OF BIOMEDICAL IMAGES USING TWO DIMENSIONAL DISCRETE HERMITE FUNCTIONS»,Faculty of The University of Akron, 2012.
- [The95]: A.J.P. Theuwissen, "Solid-State Imaging with Charge-Coupled Devices.", Chapitre 5, Kluwer Academic Publishers, ISBN 0-7923-3456-6, 1995.
- [Tes01]: G. Tessier, S. Holé et D. Fournier, "Quantitative thermal imaging by synchronous thermoreflectance with optimized illumination wavelengths", Applied Physics Letters, vol. 78 (16), pp. 2267-2269, 2001.
- [Tes07]: G. Tessier, [https://www.institut-langevin.espci.fr/IMG/pdf/imagerie\\_thermique.pdf](https://www.institut-langevin.espci.fr/IMG/pdf/imagerie_thermique.pdf).
- [Tes09]: G. Tessier [https://www.sft.asso.fr/Local/sft/dir/user3775/documents/actes/journeesft/JSFT\\_17-12-09/Tessier.pdf](https://www.sft.asso.fr/Local/sft/dir/user3775/documents/actes/journeesft/JSFT_17-12-09/Tessier.pdf)
- [Tes05]: G. Tessier, S. Pavageau, C. Filloy, B. Charlot, G. Jerosolimski, et al. Quantitative thermoreflectance imaging: calibration method and validation on a dedicated integrated circuit. THERMINIC 2005, Sep 2005, Belgirate, Lago Maggiore, Italy. pp.290-293.
- [Tia 18]: H. Tian et al., «Thermoreflectance imaging of electromigration evolution in asymmetric aluminum constrictions ", American Institute of Physics, Vol. 123, 2018.
- [Tmx18]: <https://www.tmxscientific.com/timager-calibration-package>, 2018.
- [Tsa02]: D. MTsai, C.H. Chiang, « Rotation-invariant pattern matching using wavelet decomposition», Pattern Recognition Lett. , vol. 23, pp. 191–201, 2002.
- [Val03]: J. Vallon, "Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes ». Thèse (2003) de l'I.N.P. de Toulouse.

- [Van09]: S. Vanessa, et al., Ageing and failure modes of IGBT modules in high-temperature power cycling, IEEE Trans. Ind. Electron., vol.58, pp. 4931–4941, 2011.
- [Ver13]: B.Vermeersch , J.H.Bahk, J.Christofferson et A.Shakouri et al.," Thermoreflectance imaging of sub 100 ns pulsed cooling in high-speed thermoelectric microcoolers", JOURNAL OF APPLIED PHYSICS, Vol. 113, 2013.
- [Vol07]: S VOLZ., " Micro et nanothermique", CNRS éditions, 2007.
- [Wan08]: X. WANG "Noise in Sub-Micron CMOS Image Sensors PROEFSCHRIFT ", rapport de master, 2008.
- [Web00]: <http://webiologie.free.fr/techniques/microscopie/electronique.html#noyau>.
- [Web20]: <https://www.webastro.net/forums/topic/182967-rendement-quantique-de-la-zwo1600-mm/>
- [Wil86]: C.C. Williams et al. "Scanning Thermal Profiler", Applied Physics Letters, Vol. 49, pp. 1587-1589, 1986.
- [Xin04] : H. Xing, Y. Dora, A. Chini, S. Heikman, S. Keller et U. K. Mishra, "High breakdown voltage AlGaNGaN HEMTs achieved by multiple field plates", IEEE Electron Device Letters, vol. 25 , pp. 161-163, 2004.
- [Yan18]: L.Yang et al.,"Comparison of thermal and reliability performance between a SiC MOSFET module with embedded decoupling capacitors and commercial Si IGBT power modules", 10th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, 2018.
- [Yaz13a]: K.Yazawa, D.Kendig et A.Shakouri, "Time-Resolved Thermoreflectance Imaging for Thermal Testing and Analysis", ISTFA 2013: Conférence Proceedings from the 39th International Symposium for Testing and Failure Analysis, 2013.
- [Yaz13b]: K.Yazawa, "Understanding the Thermoreflectance Coefficient for High Resolution Thermal Imaging of Microelectronic Devices", 2013.
- [Yun01]: C.Yun et al.," Thermal Component Model for Electrothermal Analysis of IGBT Module Systems". IEEE TRANSACTIONS ON ADVANCED PACKAGING, Vol. 24, No. 3, pp.401-406, 2001.
- [Zim06]: H. ZIMOUCHE " Capteur d'images CMOS à réponse insensible aux variations de température", Thèse, Université de Grenoble ,2006

**Titre :** Analyse thermique à haute résolution spatiale par thermoréflectance de composants de puissances

**Mots clés :** thermoréflectance, composants IGBT, recalage d'images, résolution spatiale, mesure thermique.

**Résumé :** L'évolution technologique de composants IGBT passe par une forte augmentation des densités de puissance. Ceci entraîne des champs et gradients de températures très élevés au niveau des composants et rend nécessaire la connaissance des contraintes thermiques. La température est donc un des éléments dimensionnant des convertisseurs et est au centre des préoccupations des concepteurs.

Pour caractériser les contraintes thermiques de ces composants, nous avons mis en œuvre la méthode de thermoréflectance. Le travail présenté dans ce mémoire se compose de trois grandes parties. Dans la première, nous mettons en évidence la problématique du recalage nécessaire par l'utilisation de la thermoréflectance. Nous étudions deux méthodes de recalage subpixelique afin de choisir la méthode la plus adéquate pour obtenir une mesure de réflectivité précise. Les résultats montrent que le recalage par corrélation croisée subpixelisé avec un pas précis donne les meilleurs résultats et que ce pas est corrélé directement avec le niveau de bruit des images.

Dans la deuxième partie, nous présentons une méthodologie de mesure sur une puce IGBT packagée dans un module de puissance. Cette méthodologie a pour but de déterminer plusieurs paramètres expérimentaux (la longueur d'onde optimale, la fréquence d'excitation minimale et l'influence d'accumulation d'images sur le bruit) et de choisir la méthode de calibration la mieux adaptée pour ce type de composants. Tout ceci permet de réaliser une mesure thermique détaillée sur la métallisation d'émetteur IGBT.

Enfin, nous démontrons qu'il est possible de réaliser des mesures thermiques de modules de puissance à travers le gel de silicone et étudions l'influence du vieillissement sur la cartographie thermique. Les résultats obtenus reflètent parfaitement la réalité du comportement thermique des IGBT dans les modules de puissance. Les mesures thermiques réalisées dans cette thèse ont montré la capacité de la thermoréflectance à obtenir une cartographie de température à haute résolution spatiale

**Title :** High spatial resolution thermal analysis by thermoreflectance of power components

**Keywords:** thermoreflectance, IGBT components, image registration, spatial resolution, thermal measurement.

**Abstract:** The technological evolution of IGBT components involves a strong increase in power densities. This leads to very high temperature fields and gradients in the components and makes it necessary to know the thermal constraints. The temperature is therefore one of the dimensioning elements of the converters and is at the center of the designers' concerns.

To characterize the thermal stresses of these components, we implemented the thermoreflectance method. The work presented in this thesis consists of three main parts. In the first part, we highlight the problem of registration required by the use of thermoreflectance. We study two methods of subpixel shift in order to choose the most adequate method to obtain an accurate reflectivity measurement. The results show that subpixel cross-correlation registration with a precise step gives the best results and that this step is directly correlated with the noise level of the images.

In the second part, we present a measurement methodology on an IGBT chip packaged in a power module. This methodology aims to determine several experimental parameters (the optimal wavelength, the minimum excitation frequency and the influence of image accumulation on the noise) and to choose the most suitable calibration method for this type of components. All this allows to perform a detailed thermal measurement on the metallization of IGBT emitter.

Finally, we demonstrate that it is possible to perform thermal measurements of power modules through silicone gel and study the influence of aging on the thermal mapping. The results obtained perfectly reflect the reality of the thermal behavior of IGBTs in power modules. The thermal measurements performed in this thesis have shown the ability of thermoreflectance to obtain a high spatial resolution temperature map