

Estimateur de temperature pour convertisseur à commutation rapide

Julien MORAND, Johan LE LESLE, Yogeswaran PREMKUMAR

Mitsubishi Electric R&D Centre Europe

Ce papier présente un circuit écrêteur permettant la mesure de la tension en conduction d'un interrupteur de puissance afin de pouvoir estimer sa température virtuelle de jonction. Les différents éléments du circuits sont présentés et les paramètres de dimensionnement sont détaillés. La validation expérimentale a permis de démontrer un temps d'établissement rapide au alentour de 800 ns assurant une fréquence de fonctionnement au delà de 150 kHz. La précision de l'estimateur est mesurée a $\pm 1^\circ\text{C}$

Mesure température, Circuit écrêteur

1. INTRODUCTION

Dans de nombreux domaines, le besoin de convertisseurs alliant haute densité de puissance et fiabilité accrue apparaît comme un enjeu majeur. A titre d'exemple, dans l'aéronautique, l'introduction progressive de l'hybridation des systèmes de propulsion impose une sûreté de fonctionnement évidente ainsi qu'une température de travail élevée, tout en y allouant un volume restreint. Dans l'automobile, la compacité de la chaîne de traction, libérant de l'espace pour les batteries, et son coût sont les principaux leviers pour une meilleure acceptation de la mobilité électrique.

Les composants à large bande interdite associés à des boîtiers de nouvelle génération permettent de répondre à ces demandes. En effet, en augmentant la fréquence de découpage, le volume des éléments passifs est réduit. L'intégration des composants dans un substrat de type circuit imprimé offre non seulement des commutations rapides et exemptes de surtensions mais également la fabrication parallèle de ces substrats entraîne une réduction importante des coûts de fabrication [1, 2]. En outre, la capacité des composants en carbure de silicium à fonctionner à des températures plus élevées que leurs homologues en silicium diminue les exigences sur le système de refroidissement minimisant ainsi le volume. Cependant, ces composants présentent, à caractéristiques identiques, un volume de puce bien inférieur et une aptitude limitée à la surcharge [3]. Afin d'exploiter au mieux ces éléments onéreux, un nombre croissant d'applications utilise les composants à la limite de leur zone de sûreté. Une mesure continue de la température de jonction des interrupteurs de puissance apparaît alors comme primordiale afin d'assurer la fiabilité des convertisseurs. Ce papier présente une méthode indirecte d'estimation de température de jonction compatible avec des vitesses de transition jusqu'à 80 V/ns et avec un temps d'établissement de l'ordre de 600 ns.

2. APPROCHE DE CONCEPTION

De multiples solutions de mesure de température ont été proposées dans la littérature et certaines ont été implémentées dans des systèmes industriels. Les méthodes de mesures directes, ne sont pas adaptées à la mesure en ligne avec précision et à faible coût. Par exemple, l'intégration d'un capteur de température, de type NTC ou PT100, déporté sur le substrat ne permet pas d'avoir une mesure précise et différenciée de chaque interrupteurs à cause de la direction majoritairement verticale du flux de chaleur. La fig. 1 illustre ce cas de figure en montrant la dispersion de température dans un module de puissance en fonction-

nement. Un seul capteur est intégré sur le substrat et la température autour du capteur est inférieure de presque 40°C à celle de la puce la plus chaude. La mesure par émission infrarouge

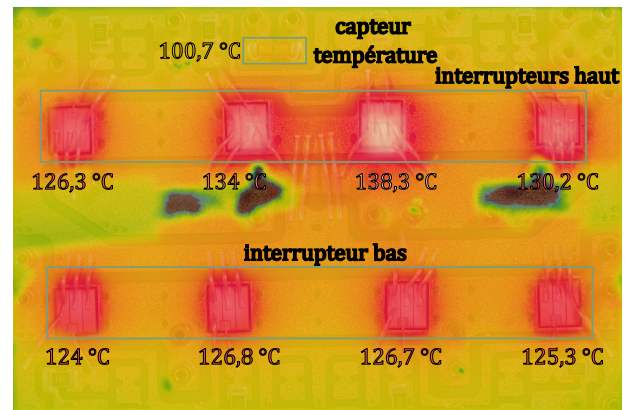


FIG. 1. Thermographie infrarouge d'un module de type demi-pont (CAB008A12GM3) en fonctionnement

ou dans le spectre visible implique également un accès visuel du composant. Par ailleurs, les équipements nécessaires à l'acquisition sont volumineux et non compatibles avec l'objectif de bas coût. L'estimation de température indirecte tirant profit d'un paramètre thermosensible a été largement étudiée pour les composants Si ou SiC. Parmi les paramètres existants, la mesure de la tension à l'état passant est une méthode simple offrant une grande sensibilité et est compatible avec les composants unipolaires et bipolaires. Pourtant, durant le fonctionnement d'un interrupteur, la tension aux bornes du composant sous test (CST) évolue entre la tension de bus complétée d'une éventuelle surtension de blocage et la tension à l'état passant dépendante du courant traversant l'interrupteur et de la température. Cette forte dynamique, variant de la centaine voir le millier de volts pour la tension à l'état bloqué, à quelques centaines de millivolts pour l'état passant des meilleurs composants unipolaires, proscriit l'utilisation d'une chaîne de mesure capable d'acquérir l'ensemble de la plage de tension [4]. L'utilisation d'un circuit écrêteur permet de soulager les contraintes sur le système d'acquisition en limitant la tension à ses bornes lorsque le composant supporte la tension de bus. Deux circuits de base sont présents dans la littérature, un écrêtage par diode en série ou un écrêtage par un transistor monté en émetteur (ou source) suiveur.

2.1. Circuit proposé

Pour les écrêteurs à base de diode de protection, la tension durant la conduction de celle-ci doit être soustraite à celle mesurée pour obtenir la tension à l'état passant. Cependant, la tension de la diode évolue également avec sa propre température, différente de celle du composant mesuré, et varie selon le lot de fabrication. Une étape de calibration ou un circuit de compensation complexe est alors nécessaire [5]. A l'inverse, pour le circuit à

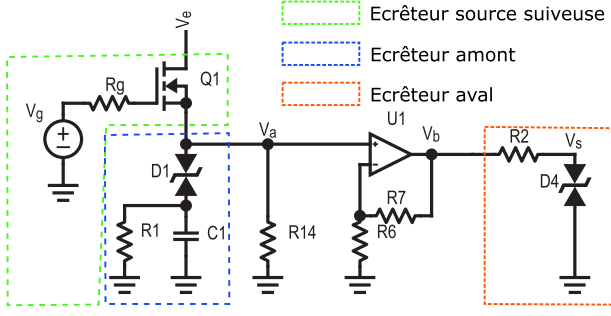


FIG. 2. Circuit de mesure de la tension à l'état passant

source suiveuse, la tension aux bornes du composant de protection est négligeable, due à sa faible R_{DSon} , et sa dépendance en température n'impacte donc pas la mesure. Néanmoins, ce circuit dans sa forme originale souffre d'une limitation forte due aux imperfections du transistor. En effet, une vitesse de commutation élevée est la cause d'une injection de courant à travers la capacitance de sortie du transistor écreteur au début de la phase de blocage. Cette injection génère une surtension au niveau de sa source endommageant potentiellement sa grille et le circuit d'acquisition aval. L'ajout de deux étages d'écrêtage au circuit originel, illustré dans la fig. 2, permet d'une part de protéger efficacement le transistor durant la phase de blocage et d'autre part limite l'excursion de tension en entrée du convertisseur numérique-analogique.

2.1.1. Principe de fonctionnement

Le principe d'écrêtage du circuit est basé sur une modulation d'impédance du transistor Q1 en fonction du niveau de la tension d'entrée V_e . Un contre-réaction locale sur la source du transistor va moduler sa tension de grille V_{gs} afin de moduler son impédance Z_{DS} . En postulant que le composant sous test se trouve au début de sa phase de conduction, la tension d'entrée du circuit est la tension à l'état passant du CST. Avec une tension de grille V_g positive, le transistor Q1 est présumé conducteur, son impédance équivalente est donc sa résistance à l'état passant R_{DSonQ1} . L'écrêteur amont étant présumé inactif durant cette phase, la tension au point dénoté A est donc obtenue avec l'équation 1.

$$V_A = V_e \cdot \frac{R_{14}}{R_{DSonQ1} + R_{14}} \quad (1)$$

En supposant, la valeur de la résistance de rappel R_{14} bien supérieure à celle du MOSFET Q1. L'équation de la tension peut être simplifiée.

$$V_A \approx V_e \quad (2)$$

L'amplificateur opérationnel, monté en non-inverseur, retranscrira la tension V_A avec un gain tout en offrant une impédance de sortie faible. L'écrêteur aval est également inopérant durant cette phase. On peut donc obtenir :

$$V_{out} = V_b \approx V_e \cdot \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \quad (3)$$

A la fin de la période de conduction, le composant sous test se bloque et la tension V_a , suivant l'évolution de la tension V_e , croît rapidement. La tension aux bornes de la grille du transistor Q1, définie par l'équation 4, décroît jusqu'à atteindre la tension de seuil V_{th} .

$$V_{gs} = V_g - V_a - (I_{R_g} * R_g) \quad (4)$$

Le canal du composant commence alors à se fermer et la résistance équivalente R_{DS} à augmenter. Le ratio du diviseur résistif est alors modifié et la majorité de la tension appliquée en entrée est portée par le transistor. Durant la durée de l'état bloqué du

composant sous test, un équilibre est obtenu entre le courant traversant le transistor qui permet de polariser la grille autour de la tension de seuil et la valeur de la résistance équivalente du transistor opérant en régime linéaire jusqu'au prochain amorçage. Le courant de fuite à travers Q1 est donné par l'équation 5

$$I_f = \frac{V_g - V_{th}}{R_{14}} \quad (5)$$

2.2. Dimensionnement du circuit

2.2.1. Choix du transistor Q1

Le circuit écreteur doit pouvoir être capable de supporter la tension appliquée durant la phase de blocage. Son calibre en tension doit donc être au moins identique à la tension maximale appliquée durant le test. La dynamique du transistor Q1 doit également être similaire à celle du composant sous test. Cette dynamique est liée d'une part à son circuit de commande et d'autre part aux constantes de temps en jeu dans le circuit de puissance. La capacité de sortie du transistor C_{oss} associée à des impédances en amont du drain ou au niveau de la source peut être la cause de ralentissement des transitions. Minimiser cette valeur s'avère être primordial pour obtenir un circuit rapide. Sans prendre en compte la technologie de fabrication, la capacité de sortie est liée à la taille de la puce qui est elle-même liée au calibre en courant du composant. Ainsi, sélectionner le composant ayant le plus petit calibre en courant dans une gamme compatible permettra de minimiser les délais lors des transitions. Un calibre en courant faible se traduit également par une R_{DSon} élevée. Cependant, cette valeur influe peu dans la mesure de V_{on} . Enfin, un boîtier favorisant la dissipation ainsi qu'une bonne méthode d'extraction de la chaleur est à intégrer dans la conception. En effet, bien que le courant de l'application ne transite pas par le composant, des pertes associées à l'état bloqué ainsi qu'aux transitions sont à évacuer.

2.2.2. Réglage de la tension de grille V_g

La tension continue appliquée sur la grille impacte le fonctionnement durant la phase de conduction et aussi durant le blocage. Ainsi durant la phase de conduction, où la mesure de la tension à l'état passant est effectuée, le transistor Q1 doit être pleinement passant afin d'assurer l'hypothèse aboutissant à l'équation 2. La tension appliquée entre la grille et la source doit donc être grandement supérieure à la tension de seuil V_{th} . en utilisant l'équation 4, il est alors possible de déterminer la tension minimale V_g appliquée à la grille en supposant le courant de grille I_{R_g} négligeable.

$$V_{gmin} \geq V_{thmax} + V_{onmax} \quad (6)$$

La tension V_{onmax} étant la tension maximale mesurée durant le fonctionnement. Dans le cas d'un MOSFET de puissance, cela correspond à la température de puce maximale au courant pic. Inversement, la tension maximale sur la grille ne doit pas amener à dépasser la tension maximale spécifiée par le fabricant V_{gsmax} .

$$V_{gmax} \leq V_{gsmax} + V_{onmax} \quad (7)$$

Durant l'état bloqué du composant sous test, la tension V_{gs} est régulée autour de la tension de seuil. La tension au point A est obtenue en utilisant l'équation 8.

$$V_{aoff} = V_g - V_{th} \quad (8)$$

Lors de l'amorçage la tension au point A, initialement stabilisée à la tension V_{aoff} , va tendre vers la valeur à l'état passant V_{on} . A même constante de temps, le temps d'établissement dépendra de la valeur de l'échelon de tension. Par conséquent, afin d'atteindre le plus rapidement la valeur finale, la tension de grille est choisie au plus proche de la tension minimale de l'équation 6. De plus, une faible valeur de V_g permet de limiter au minimum le courant de fuite durant l'état bloqué réduisant la puissance dissipée par le transistor.

2.2.3. Réglage de la résistance de grille R_g

La valeur de la résistance de grille contrôle la dynamique des transitions du transistor Q1 et réduit dans le même temps la tension V_{gs} appliquée durant ces mêmes transitoires. Un compromis est alors à trouver, par simulation ou par l'expérimentation, entre une dynamique rapide et une tension V_{gs} trop élevée. La fig. 3 illustre ce compromis.

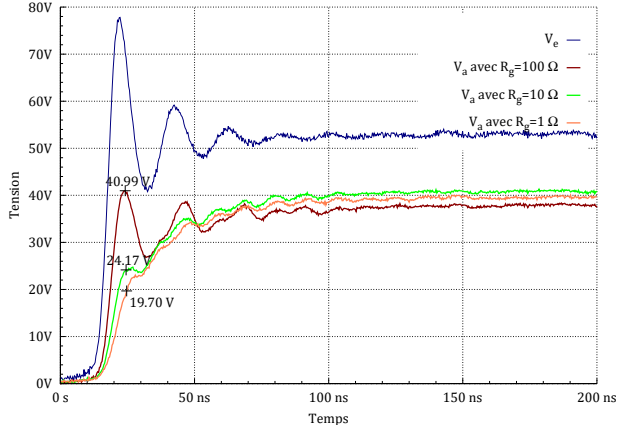


FIG. 3. Tension sur le point A durant le blocage avec différentes valeurs de résistance de grille

2.2.4. Réglage de la résistance de rappel R_{14}

La résistance R_{14} charge le point A et permet ainsi de décharger les capacités parasites du circuit. Une faible valeur de résistance, en réduisant les constantes de temps associées, accélère alors les transitoires. Une faible valeur limite également le pic de tension au blocage [7]. L'effet de la valeur de résistance de rappel sur la dynamique et la tension pic est illustré par les résultats expérimentaux de la fig. 4. Cependant, la va-

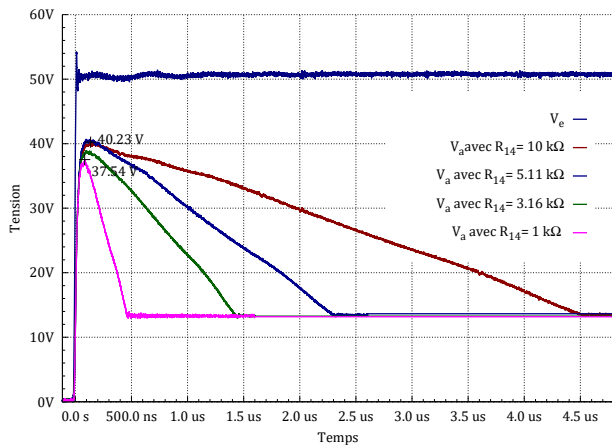


FIG. 4. Tension au point A durant le blocage avec différentes valeurs de résistance de pied

leur de la résistance impose, avec la valeur de la tension V_g , le courant de fuite durant l'état bloquée. Le transistor, opérant en linéaire, supporte quasiment l'intégralité de la tension d'entrée. La puissance dissipée est alors le produit de la tension d'entrée et du courant de fuite. Pour réduire les pertes, un courant de fuite faible, correspondant à une valeur de résistance de rappel élevée, est alors recherchée.

2.2.5. Réglage de l'écrêteur amont

La section précédente a révélé une incohérence dans le choix de la valeur de la résistance R_{14} . En effet, une valeur faible ré-

duit la sur-tension au blocage et accélère les transitions mais une valeur forte est nécessaire pour réduire la puissance dissipée durant le fonctionnement. Le principe de fonctionnement de l'écrêteur amont est de virtuellement connecter une faible impédance au point A si la tension en ce point dépasse un seuil et inversement de la déconnecter si le seuil n'est pas atteint. Le seuil étant défini par la tension de claquage de la diode transil V_{tc} . La contrainte sur le choix de la valeur de la résistance de rappel est alors levée. Durant la phase de conduction, la tension à l'état passant, mesurée au point A, ne doit pas être atténuée par l'écrêteur amont. En outre, durant la phase de blocage, le courant de fuite doit être majoritairement imposé par la résistance de rappel R_{14} . Par conséquent, le choix de la tension de claquage est défini par l'équation 9 et l'équation 10.

$$V_{tc1} > V_{on_{max}} \quad (9)$$

$$V_{tc1} > V_{a_{off}} \quad (10)$$

Durant le blocage, la surtension est causée par la variation rapide de la tension d'entrée, injectant un courant à travers les capacités parasites du transistor Q1 [7]. Même si ces capacités ont été minimisées lors du choix du transistor. La tension au point A est alors la somme de la tension aux bornes de la transil et de celle-développée par le courant injecté à travers l'impédance Z_{ec} constituée par la mise en parallèle de la capacité $C1$ et la résistance $R1$.

$$V_{a_{pic}} = V_{tc} + (I_{Q1} * Z_{ec}) \quad (11)$$

Le blocage étant un transitoire rapide, le couple $C1, R1$ est choisi pour offrir une impédance faible à la fréquence équivalente du front de montée, généralement situé dans les dizaines de mégahertz. Après la phase de blocage, la résistance déchargera la capacité jusqu'au prochain transitoire. Néanmoins, une valeur de capacité trop importante entraînera un déphasage qui combiné à la courbe caractéristique *brutale* de la transil amènera des instabilités durant les transitoires. De nouveau un compromis est à trouver pour le choix de ces composants de l'écrêteur.

2.2.6. Choix de l'amplificateur opérationnel

Le rôle principal de l'amplificateur est de recopier le signal au point A sans surcharger l'écrêteur amont et en offrant une impédance de sortie faible pour les étages aval. La tension de sortie V_s étant possiblement reliée à un convertisseur analogique-numérique à faible impédance d'entrée. Selon la valeur du courant transitant dans le composant sous test ou de sa température, l'excursion de la tension mesurée V_{on} sera de quelques dizaines de millivolts à quelques volts. La température de la puce étant estimée à partir de la variation de cette tension durant le fonctionnement ΔV_{on} , une faible erreur ainsi qu'un faible dérive de la valeur est attendue. L'ajout d'un gain dans l'étage d'amplification permet d'augmenter l'excursion du signal de sortie améliorant le rapport signal sur bruit. la valeur du gain est définie par l'équation 12.

$$\frac{R_7}{R_6} \leq \frac{V_{s_{max}}}{V_{on_{max}}} - 1 \quad (12)$$

Le paramètre $V_{s_{max}}$ étant la tension maximale de sortie imposée par l'étage de conversion numérique en aval. Afin de restituer rapidement la tension mesurée, l'amplificateur doit posséder un produit gain-bande au moins vingt fois supérieur à la fréquence équivalente des transitoire et offrir également une vitesse de balayage élevée. Le circuit de la fig. 2 est également conçu pour mesurer des tensions négatives comme dans le cas de redressement synchrone. L'amplificateur opérationnel doit donc être capable de fonctionner avec une alimentation symétrique. Enfin, une tension d'offset faible limite l'introduction d'une erreur dans la mesure.

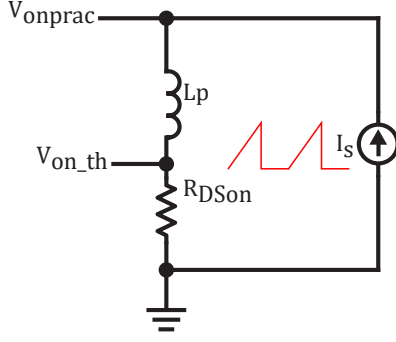


FIG. 5. Schéma équivalent de prise de mesure de la tension à l'état passant

2.2.7. Réglage de l'écrêteur aval

La tension au point A lorsque le composant est bloqué est définie dans l'équation 8. La tension de grille V_g est généralement choisie légèrement supérieure à la valeur minimale définie dans l'équation 6. Ceci implique un dépassement de la tension maximale V_{smax} autorisée par l'étage de conversion numérique ou de l'isolateur. L'écrêteur aval contient donc la valeur de la tension de sortie grâce à la transil D4. La résistance R2 limite le courant dans la diode et sa valeur est obtenue par l'équation 14.

$$R2 \geq \frac{V_{aoff} \cdot \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) - V_{tc2}}{I_{D4max}} \quad (13)$$

$$V_{tc2} = V_{smax} \quad (14)$$

3. SOURCE D'ERREUR DANS LA MESURE

3.1. Méthode d'estimation de la température d'un composant unipolaire

L'estimation de la température de jonction d'un composant unipolaire repose sur l'évolution de la valeur de sa résistance à l'état passant R_{DSon} avec la température. Une mesure de cette résistance durant le fonctionnement du convertisseur n'est pas directement réalisable. Seule la tension à l'état passant est mesurable durant la phase de conduction. Ainsi, comme le montre l'équation 15, la mesure du courant dans le composant ou à défaut le courant de sortie du convertisseur, I_s est nécessaire au calcul de la résistance.

$$R_{DSon} = \frac{V_{on}(t)}{I_s(t)} \quad (15)$$

Dans un second temps, en assimilant la dépendance en température de la résistance à une fonction quadratique, la température peut-être estimée en utilisant l'équation 16.

$$T_{jv}(R_{DSon}) = \frac{-b + \sqrt{(b^2 - 4a(c - R_{DSon}))}}{2a} \quad (16)$$

3.2. Erreur due au couplage par impédance commune

La première étape de l'estimation de température part du postulat de la mesure d'une tension aux bornes d'une résistance pure. Malheureusement, en pratique l'accès au plus proche de la puce est difficile et une partie des amenées du courant de puissance est partagée avec les connexions de mesure (voir fig. 5). Ainsi la tension réellement mesurée est la somme de la tension aux bornes de la puce et de la tension à travers une fraction de l'inductance de maille.

$$V_{on}(t) = R_{DSon}I_s(t) + V_{Lp} \quad (17)$$

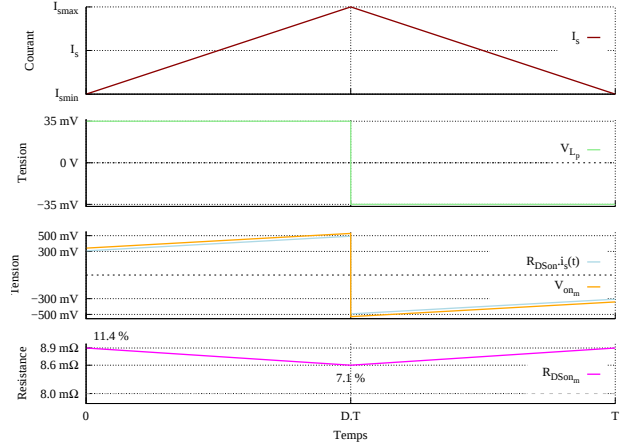


FIG. 6. Courant de sortie, tension aux bornes de l'inductance L_p et résistance mesurée avec un couplage par impédance commune

Durant le temps de phase de conduction, le courant dans le composant évolue selon l'ondulation de sortie ΔI . Cette évolution va générer un échelon de tension, positif ou négatif en fonction du type de composant mesuré, aux bornes de l'inductance parasite selon l'équation 18.

$$V_{Lp} = \frac{L_p \cdot \Delta I}{\Delta t} \quad (18)$$

Ce décalage sur la tension mesurée entraîne une erreur sur le calcul de la résistance mesurée R_{DSonm} qui va évoluer durant le temps de la conduction. Un exemple de l'erreur générée par le couplage est illustré dans la fig. 6. Dans ce cas, la valeur réelle de la résistance est de $8 \text{ m}\Omega$, l'inductance L_p est de 5 nH et l'ondulation de courant est de 24 A pour un temps de conduction de $3,3 \text{ }\mu\text{s}$

$$R_{DSonm} = R_{DSon} + \frac{L_p \cdot \Delta I}{\Delta t \cdot I_s(t)} \quad (19)$$

Cette erreur étant systématique et dépendante de l'application, elle peut être compensée durant la calibration. De plus, une attention particulière est à porter sur la mise en place des connexions de mesure afin de minimiser le couplage.

3.3. Erreurs dans la chaîne de mesure

Comme expliqué dans la section précédente, l'estimation de température requiert d'abord d'obtenir la tension à l'état passant et le courant de l'application. Une mesure précise de courant est donc essentielle. La bande passante de cette acquisition est elle moins exigeante puisque seule l'ondulation à la fréquence de découpage est nécessaire. De manière semblable au couplage par impédance commune, toute tension insérée dans la chaîne de mesure aura un effet identique sur le calcul de la résistance R_{DSonm} . Néanmoins, les tensions résiduelles dans le circuit de mesure sont liées aux imperfections des composants tels que l'amplificateur opérationnel ou l'isolateur. Ces tensions sont donc mesurables et compensables avant l'estimation de température en fonctionnement.

4. RÉSULTATS

En utilisant la méthode de la section 2.2, un circuit a été conçu, et réalisé sur un circuit imprimé, pour mesurer la tension à l'état passant d'un module MOSFET SiC de $8 \text{ m}\Omega$ fonctionnant dans un convertisseur DC-DC bidirectionnel. Le sélection des valeurs pour les différents éléments constituant le circuit est assujettie aux spécifications d'entrée données dans le tableau 1. La tension de grille a été fixée à 6 volts, La diode D1 a été choisie avec une tension de claquage de 5.1 volts. La valeur de la

TABLEAU 1. Spécifications du système de mesure

Tension maximale	durée minimum de mesure	dV/dt maximum	Plage de mesure
900 volts	1,2 μ s	80 V/ns	+/- 1.1 V

capacité C1 est de 2.2 nanoFarad, la valeur de la résistance R1 est de 50 Ω . Le gain de l'amplificateur opérationnel est réglé à 2. Et enfin la tension de claquage de la diode D4 est de 4.6 volts.

4.1. Calibration et mesure de la précision en courant continu

Le gain DC du circuit ainsi dimensionné a été mesuré à l'aide d'une source de tension variable et de deux multimètres de précision. La carte a été alimentée 30 minutes avant le test afin d'atteindre un équilibre thermique de tous les composants. Pour chaque valeur réglée sur la source de tension, une série de 500 mesures a été effectuée et la valeur moyenne de ces mesures est conservée. La relation entre la tension d'entrée V_e et la tension mesure V_s est assimilée à une fonction affine. Les données recueillies sont ajustées selon cette équation. La figure 7 présente d'une part les résultats de mesure et d'autre part l'erreur relative faite en utilisant une fonction linéaire à la place des mesures. On

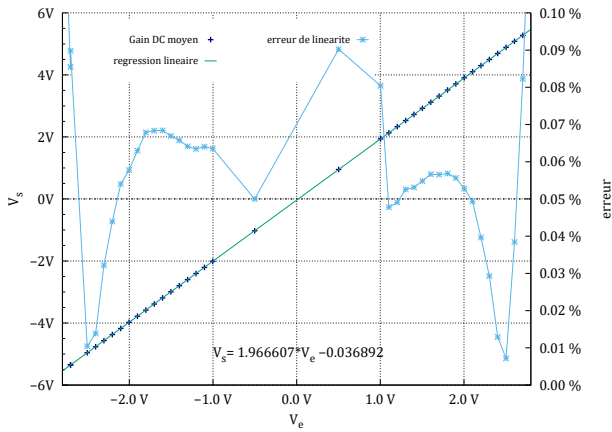


FIG. 7. Mesure du gain de la carte en courant continu. L'erreur relative est tracée sur le second axe

peut observer une bonne linéarité de la fonction sur l'ensemble de la plage de mesure et même au delà. L'erreur relative est inférieure à 0.1%. Le gain mesuré est légèrement inférieur à la valeur théorique. La différence étant due à la tolérance des résistances R6 et R7 et au diviseur résistif en entrée. Une tension résiduelle, de l'ordre de 30 mV est également présente. Ce décalage sera pris en compte dans les équations pour l'estimation de la température.

4.2. Calibration

L'étape de calibration est motivée par deux objectifs. D'abord prendre en compte les éventuelles erreurs additionnelles, comme la précision des isolateurs, qui n'auraient pas été détectées lors des tests précédents. Ensuite, bien qu'une valeur de R_{DSon} soit fournie par le constructeur avec sa dépendance en température, cette valeur varie légèrement d'un composant à un autre et demande une correction. A ces fins, le module MOSFET est placé sur une plaque froide régulée en température par un cryostat. De manière à limiter l'auto-échauffement du composant, une série de tests en double impulsion est réalisée. Une valeur de l'inductance de sortie identique à l'application finale est choisie pour ces mesures. Lors de la seconde impulsion, le composant est dans les mêmes conditions que durant le fonc-

tionnement permanent du convertisseur. Dans un premier temps, la tension appliquée est réduite pour s'affranchir de l'ondulation de courant (faible ΔI). Afin de s'assurer de régime thermique permanent, la valeur de la CTN intégrée au module est surveillée. Chaque mesure est donc effectuée une fois la valeur de la CTN stabilisée.

La tension V_{DS} aux bornes du composant sous test est mesurée à l'aide d'une sonde passive haute tension (TPP0850, Tektronix), le courant de sortie est lui obtenu à l'aide du sonde de courant (3274, Hioki), la sortie du circuit de mesure est reliée à une sonde différentielle basse tension isolée par fibre optique (Firefly, PMK). L'ensemble des sondes sont connectés à un oscilloscope numérique (MSO44b, Tektronix). La bande passante des voies de mesure de courant et de tension V_{on} est réduite à 20 MHz pour réduire le bruit en entrée. La résistance à l'état passant durant le temps de conduction est calculée à l'aide d'une fonction *Math* de l'oscilloscope suivant l'équation 20. La variable V_{ofst} comprenant l'ensemble des tensions résiduelles décrites dans la section 3.2 et 3.3.

$$R_{DSon}(t) = \frac{V_{on}(t) - V_{ofst}}{I_s(t)} \quad (20)$$

Pour chacune des températures, une valeur moyenne de la résistance $R_{DSon}(t)$ est effectuée avec 42 mesures consécutives. Cette opération de moyennage permet également de diminuer le bruit. A partir de cette courbe, la valeur moyenne de la résistance est calculée depuis l'instant où le signal est établi, estimé à 800 ns jusqu'à la fin de la période de conduction (3.3 μ s). La valeur de la tension V_{ofst} est alors ajustée pour faire correspondre cette valeur moyenne avec une valeur étalon. Cette valeur de référence a été obtenu précédemment par un traceur de courbe dans les mêmes conditions de température. La figure 8 rassemble un ensemble de mesures de l'étape de calibration pour un composant actif localisé en haut du bras de pont (*high side switch*). La valeurs moyenne des résistances pour chaque température est affichée sur chacune des courbes.

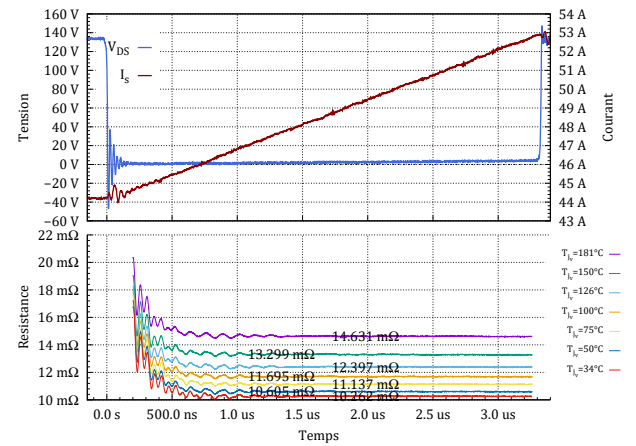


FIG. 8. Mesure de la R_{DSon} à différentes températures en double impulsion et à tension de bus réduite (130 volts)

4.3. Validation de l'estimation de température

En utilisant les valeurs issues de la calibration, les coefficients, a,b,c, de l'équation du second ordre peuvent être calculés par ajustement. Dans le but de vérifier la validité du système de mesure, le composant sous test est alors placé à une température arbitraire. L'équation 16, implémentée dans une fonction *Math* de l'oscilloscope, est appliquée sur la valeur de la résistance R_{DSon} . La différence entre la valeur moyenne de la température obtenue et la température relevée par la CTN est alors considérée comme la précision de l'estimateur. Dans l'exemple illustré de la figure 9, la température de la référence (CTN)

est de 108.5°C alors que l'estimateur indique une température moyenne de 109.8°C. Plusieurs autres essais aléatoires ont permis de valider une précision de l'ordre de 2°C sur l'ensemble de la plage de mesure.

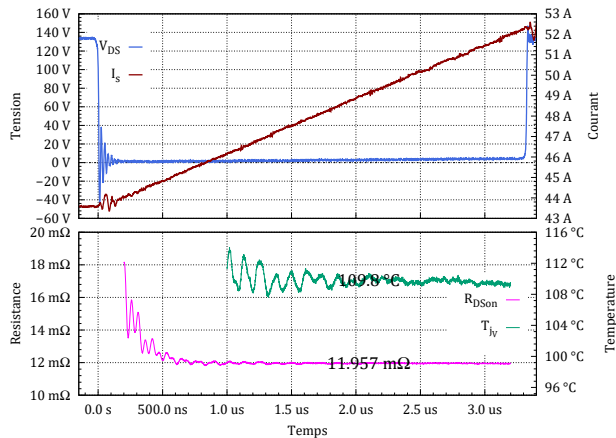


FIG. 9. Estimation de la température virtuelle de jonction sur un point de fonctionnement arbitraire en double impulsion

5. CONCLUSIONS

Un circuit de mesure de la tension à l'état passant d'un interrupteur de puissance a été présentée. Ce circuit permet d'obtenir combiné à une étape de post-traitement, une estimation de la température virtuelle de jonction d'un interrupteur de puissance. Son principe de fonctionnement a été détaillée. Le processus de sélection et le dimensionnement de chaque composants a été développé. Après une première étape de mesure du gain DC d'un circuit réel, une seconde étape de calibration de l'estimateur par une série de tests en double impulsion a été exposée. Une vérification de l'estimation après calibration a permis d'obtenir une bonne précision de mesure. L'implémentation de ce circuit, dans un convertisseur fonctionnement en régime permanent offrira une protection rapide en cas de dépassement de la température de jonction.

6. RÉFÉRENCES

- [1] J. Morand, R. Perrin, J. le Lesle, and G. Lefebvre, "Design and Evaluation of a Building Block for a 100 kW DC/DC Converter Based on PCB Process", CIPS 2022; 12th International Conference on Integrated Power Electronics Systems, Berlin, 2022.
- [2] T. Huesgen, "Printed circuit board embedded power semiconductors : A technology review," Power Electronic Devices and Components, vol. 3, p. 100017, Oct. 2022
- [3] J. Ortiz Gonzalez, A. Deb, E. Bashar, S. N. Agbo, S. Jahdi, and O. Alatisse, "Benchmarking the robustness of Si and SiC MOSFETs : Unclamped inductive switching and short-circuit performance", Microelectronics Reliability, vol. 138, 2022
- [4] Y. Lambeye, «Métrologie de la commutation de puissance rapide : contribution à la caractérisation et à la recherche d'un modèle d'IGBT», Thèse de doctorat, 1997
- [5] M. Guacci, D. Bortis, and J. W. Kolar, "On-State Voltage Measurement of Fast Switching Power Semiconductors," CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, vol. 3, no. 2, Juin 2018
- [6] «Comparison of Fast and Reliable Zero-Voltage Detection Topologies», in 2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, Mar. 2019, pp. 325–331.
- [7] Q. Yu, Z. Zhao, P. Sun, B. Zhao, and Y. Cai, "An improved voltage clamp circuit suitable for accurate measurement of the conduction loss of power electronic devices", Sensors, vol. 21, no. 13, 2021