

Circuit intégré pilote de diode LASER pour plateforme embarquée

Romain DAVID^{a,b}, Bruno ALLARD^a, Xavier BRANCA^b, Charles JOUBERT^a

^aUniversité de Lyon, Université Claude Bernard Lyon 1, INSA Lyon, CNRS, Ampère UMR5005, F-69622, Villeurbanne, France

^bSTMicroelectronics, Analog, MEMS & Sensors Group, 12 Rue Jules Horowitz, 38019, Grenoble B.P. 217, France

RESUME – Ce papier présente un circuit intégré de pilotage de diode laser pour plateforme embarquée et applications reposant sur la mesure du temps-de-vol des photons. Le travail se focalise sur l'étude et la conception du circuit intégré prenant en compte les contraintes liées aux applications embarquées (faibles tensions d'alimentation, forte intégration). Il met en œuvre une topologie de pilotage en parallèle, associant un convertisseur DC/DC de type "buck" sans capacité de sortie et contrôlé en courant, avec une diode laser connectée en parallèle à un élément de commutation dans le but de générer des impulsions laser. Un prototype du pilote proposé a été implémenté en technologie CMOS 130nm de STMicroelectronics. Il est capable de générer des impulsions de courant allant de 0 à 3A crête avec une largeur d'impulsion de 2,5ns à une fréquence maximale de 200MHz sous une tension d'alimentation de 3,6V. Sous ces conditions, le prototype délivre à la diode laser une puissance électrique moyenne de 4,5W pour un rendement électrique de 62%.

Mots-clés – Temps-de-vol, pilote de diode laser, convertisseur DC/DC, technologie CMOS.

1. INTRODUCTION

Les nouveaux capteurs d'image 3D présents dans le domaine de l'électronique grand public pour des applications émergentes telles que la reconnaissance faciale, la capture de mouvement, la détection de présence ou encore la réalité augmentée, reposent essentiellement sur une technique de mesure de distance [1]. Parmi celles-ci, la mesure indirecte du temps-de-vol des photons ("indirect Time-of-Flight" abrégé en iToF) présente l'avantage d'une mise en œuvre simple, fiable et économique appropriée aux applications embarquées grâce au fonctionnement conjugué d'un capteur d'image et d'une diode laser [2][3]. Le principe consiste à calculer une distance en mesurant le déphasage entre un signal laser infrarouge modulé et le signal optique renvoyé après réflexion sur un objet de la scène. Le schéma bloc d'un capteur d'image "iToF" typique est illustré en Figure 1, indiquant la formule permettant de calculer la distance ou profondeur z , avec φ le déphasage, f la fréquence de modulation et c la vitesse de la lumière.

Des impulsions laser avec un rapport cyclique proche de 50% sont généralement utilisées comme signal de modulation [4]. La fréquence ainsi que la puissance crête émise par le laser sont des paramètres clés pour ces applications "temps-de-vol". En effet, une meilleure précision de mesure est obtenue en augmentant la fréquence et la puissance optique du signal, qui est aussi une fonction directe du courant traversant la diode laser [5], comme indiqué par

$$\sigma_z \propto \frac{c}{4\sqrt{2}\pi f} \cdot \frac{\sqrt{P_{OPT}}}{P_{OPT}} \quad (1)$$

où σ_z est l'incertitude de mesure, f est la fréquence de modulation, P_{OPT} est la puissance optique et c est la vitesse de la lumière. De plus, il est nécessaire d'utiliser plusieurs fréquences de modulation afin d'étendre la distance maximale mesurable sans impacter la précision de mesure [6]. De ce fait, une fréquence de plusieurs dizaines à centaines de MHz avec

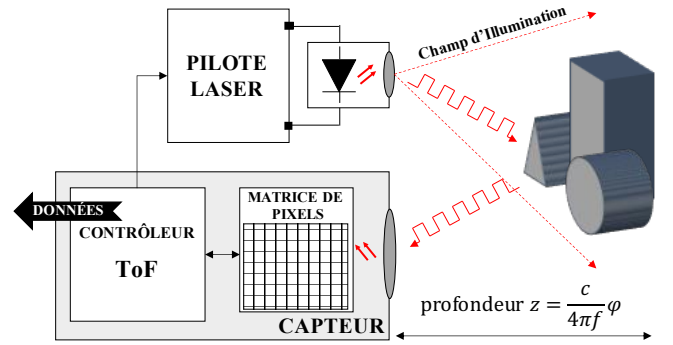


Fig. 1. Schéma bloc d'un capteur d'image "iToF" typique, indiquant la formule permettant de calculer la profondeur z .

un courant crête allant jusqu'à quelques Ampères permettent d'atteindre une précision de mesure de l'ordre du millimètre à quelques mètres de distance. Néanmoins, il faut veiller à émettre de courts trains d'impulsions pour éviter des problèmes de dissipation thermique ainsi que des lésions oculaires selon les normes de sécurité liées à l'utilisation d'appareils laser.

Ceci amène donc de nouveaux défis dans la conception d'un circuit de pilotage de diode laser qui soit à la fois compact, efficace et à faible coût. Les problématiques concernent le niveau élevé du courant et la formation d'impulsions très courtes à haute fréquence à cause des éléments parasites présents dans les boîtiers et les interconnexions. Les applications embarquées apportent des contraintes supplémentaires dans les choix de conception, notamment vis-à-vis des plages de tension limitées des batteries utilisées (2,5V-4,8V) mais aussi de la place disponible très restreinte à cause des nombreuses fonctions embarquées. Enfin, un fort rendement électrique s'avère indispensable dans le but de prolonger l'autonomie de la batterie et minimiser l'auto-échauffement.

Plusieurs travaux ont été publiés présentant des pilotes de diode laser pour les application "temps-de-vol" avec diverses spécifications en courant crête, largeur d'impulsion et fréquence de modulation. Dans [7] et [8], une topologie résonnante est utilisée pour générer des impulsions de courant au moyen d'une charge et décharge de capacité. La grande dépendance des paramètres (largeur d'impulsion, fréquence) du système aux valeurs de la capacité et des inductances parasites résiduelles rend cette solution peu flexible. L'architecture développée dans [9] repose sur l'utilisation d'un redresseur demi-pont synchrone, d'une inductance et d'une association de trois transistors de puissance pour générer des impulsions de courant selon une méthode Vernier. En revanche, des dispositifs à forte tension de claquage, généralement gourmands tant en surface qu'en énergie, sont employés afin de supprimer les forts pics de tension apparaissant durant les commutations à cause des inductances parasites. Une autre méthode, décrite dans [10] et [11], consiste à utiliser un

transistor cascode en régime de saturation, pour agir comme source de courant, connecté en série avec un interrupteur permettant de générer des impulsions de courant configurables. L'inconvénient principal réside dans la puissance significative dissipée dans le transistor cascode, due à sa tension de saturation élevée.

Ces pilotes sont pour la plupart destinés aux applications LiDAR dans lesquelles les contraintes sur la puissance dissipée sont plus flexibles que pour les applications embarquées. En outre, les dispositifs et technologies employés étant assez spécifiques, tels que les dispositifs GaN FETs dans [8], LDMOS dans [9] ou encore la technologie BCD dans [11], sont incompatibles avec les contraintes faible coût des applications embarquées. Le but de ce travail est de développer un circuit intégré pilote de diode laser à faible coût en technologie standard CMOS 130nm capable de générer de fortes impulsions de courant à fréquence élevée sous une faible tension d'alimentation tout en minimisant les pertes.

Ce papier se concentre sur l'étude et la conception du pilote de diode laser. Il met en œuvre une topologie de pilotage en parallèle, associant un convertisseur DC/DC de type "buck" sans capacité de sortie et contrôlé en courant, avec une diode laser connectée en parallèle à un élément de commutation dans le but de générer des impulsions laser, avec un fort rendement électrique par rapport à la plage de tension d'entrée (2,5V-4,8V). Le courant crête peut être configuré de 0 à 3A pour une plage de fréquence de modulation allant de 50MHz à 200MHz avec un rapport cyclique de 50% dans un cas d'application typique. La section 2 explique brièvement le principe de fonctionnement de l'architecture du pilote. La section 3 décrit la conception et l'implémentation d'un circuit de test. Des résultats de simulation après implémentation physique sont détaillés en section 4. La section 5 présente les résultats expérimentaux obtenus avec le prototype à l'aide d'une charge résistive puis d'une diode laser. Enfin, la dernière section énonce succinctement les travaux futures puis conclut le papier.

2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Un schéma simplifié de l'architecture proposée pour le pilote est illustré en Figure 2. Son fonctionnement repose sur l'utilisation d'un convertisseur DC/DC de type "buck" sans capacité de sortie pour polariser la diode laser en ajustant le courant de sortie I_{OUT} selon la tension d'entrée V_{IN} et le courant ciblé I_{REF} grâce à une boucle de régulation en courant. Le convertisseur agit alors comme une source de courant contrôlée en courant. Un élément de commutation, connecté en parallèle de la diode laser, est déclenché par un signal de modulation afin de dévier le courant vers la masse générant ainsi des impulsions de courant. Il est à noter que la boucle de courant régule le courant moyen à travers l'inductance L_{OUT} qui correspond au courant crête à travers la diode laser. La fréquence de commutation du convertisseur DC/DC doit être suffisamment faible ($< 10\text{MHz}$) par rapport à la fréquence de modulation du signal (50MHz-200MHz) de sorte que le courant de sortie soit vu relativement constant pour la diode laser et l'élément de commutation. De plus, une inductance de puissance d'une valeur relativement élevée ($\sim \mu\text{H}$) est requise pour assurer une faible ondulation de courant.

L'un des avantages de cette architecture est qu'elle fonctionne même à faible tension d'alimentation. En effet, la tension de sortie délivrée par le convertisseur "buck" correspond à la tension moyenne nécessaire pour polariser la diode laser. En supposant une tension directe de 3V pour un courant crête de 3A à travers la diode laser et un rapport cyclique de signal laser de 50%, il vient une tension moyenne de polarisation de 1,5V à fournir par le convertisseur ce qui est clairement réalisable avec les stratégies de contrôle conventionnelles telles que les techniques de modulation de largeur d'impulsions (MLI). Néanmoins, il est important de noter que cette architecture engendre des pertes de conduction relativement importantes à travers l'inductance et les

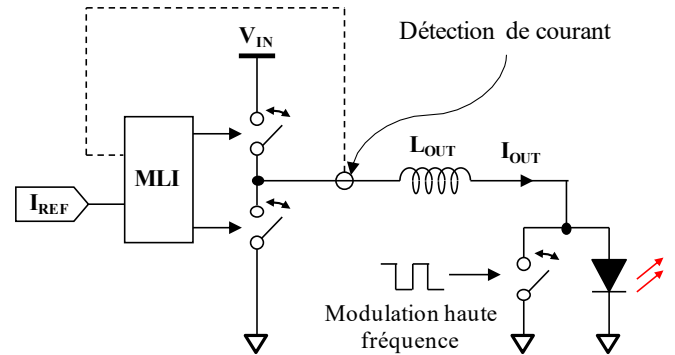


Fig. 2. Schéma simplifié de l'architecture du pilote de diode laser.

interrupteurs de puissance.

3. CONCEPTION D'UN CIRCUIT INTÉGRÉ DE TEST

Cette section détaille la conception et l'implémentation d'un circuit intégré de test reposant sur l'architecture proposée précédemment. Une solution intégrée s'avère essentielle afin de développer un système compact, rapide et faible coût. Cela permet de mieux s'affranchir des éléments parasites présents dans les boîtiers des composants et interconnexions si une approche à composants discrets était envisagée, et donc d'améliorer les performances transitoires et de réduire les pertes par conduction. Une économie de surface en circuit imprimé est aussi réalisée. La technologie CMOS 130nm de STMicroelectronics est peu coûteuse et bien adaptée pour embarquer des fonctions analogiques, numériques et de puissance sur une seule puce.

Le schéma bloc du circuit de test est illustré en Figure 3. Afin de gagner en temps de conception, un convertisseur DC/DC de type "buck" contrôlé en courant a été réutilisé, provenant d'un développement précédent. Il est employé ici sans capacité de sortie pour agir comme source de courant constant, et fonctionne à faible fréquence de commutation ($\sim \text{MHz}$). Son architecture assez standard, utilisant une technique MLI et une boucle typique de contrôle en courant similaire à [12], ne sera pas détaillée ici. La principale contribution de ce travail concerne la conception du bloc de commutation haute fréquence (noté "BLOC HF") qui vise fonctionnellement à dévier le courant vers la masse à haute fréquence.

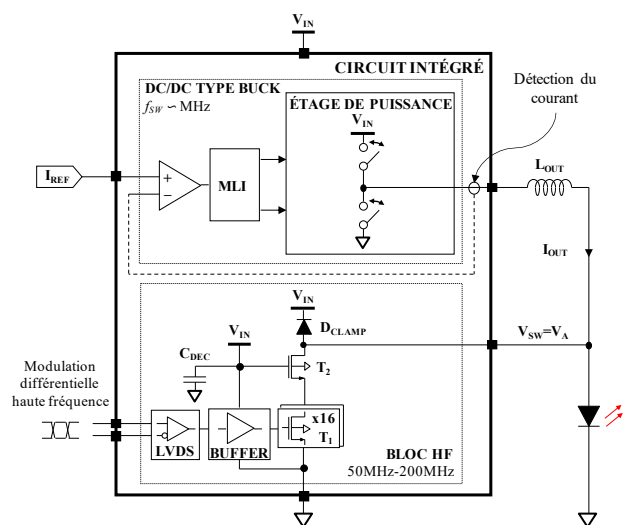


Fig. 3. Schéma bloc du circuit intégré de test pilote de diode laser.

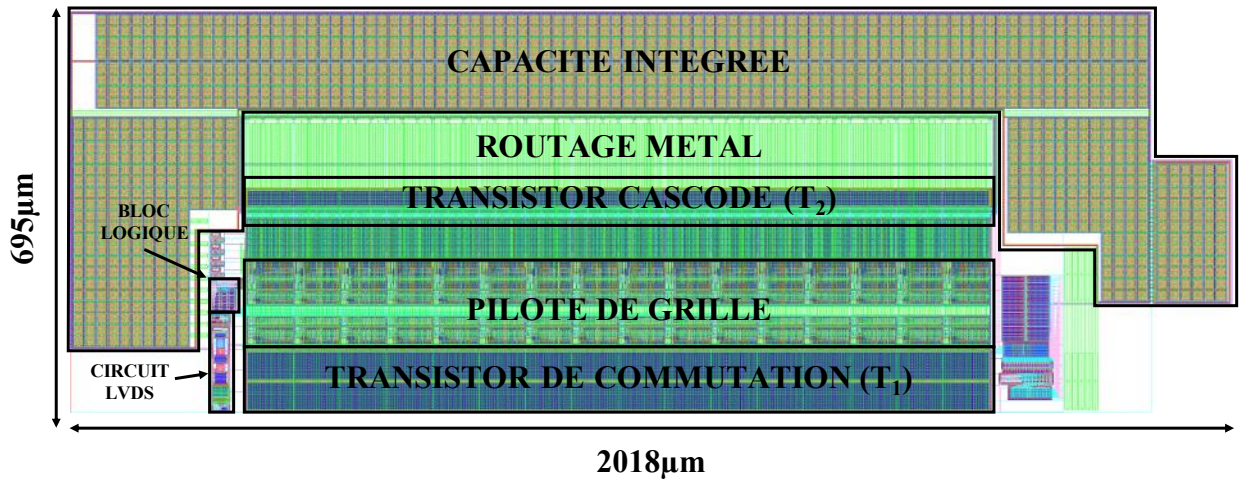


Fig. 4. Implémentation physique du bloc HF. N'inclut pas la diode de blocage.

3.1. Implémentation du bloc HF

Un transistor MOSFET de type N (noté T_1) à oxyde épais assure la commutation du courant à haute fréquence. Il supporte une tension de claquage jusqu'à 4,8V. Etant donné que le courant crête à travers la diode laser (jusqu'à 3A) et la fréquence de modulation (50MHz-200MHz) sont flexibles, sa grille est rendue programmable et est divisée en 16 parties égales afin d'optimiser les pertes par commutation et par conduction. Elle est alors configurable de 5,4mm à 86,4mm par pas de 5,4mm. Ce transistor T_1 est placé en parallèle de la diode laser et est piloté par un signal de modulation différentielle externe via une circuiterie adaptée. Celle-ci consiste en un simple pilote de grille (noté "BUFFER") et un circuit récepteur de transmission différentielle basse-tension ("Low Voltage Differential Signal" abrégé en LVDS) utilisé pour convertir le signal différentiel externe en un signal asymétrique. Un transistor cascode (noté T_2) ainsi qu'une diode de blocage (notée D_{CLAMP}) sont implémentés pour protéger les dispositifs au noeud de commutation V_{SW} des éventuelles surtensions provoquées par les inductances parasites lors des commutations rapides. Le transistor cascode T_2 est du même type que le transistor T_1 mais dimensionné avec une grille fixe de 24mm respectant un compromis entre résistance de canal et capacité de sortie. La diode a été dimensionnée de façon suffisamment large pour évacuer l'énergie résiduelle provenant des inductances parasites.

3.2. Considérations de disposition physique

Des règles spécifiques d'implémentation physique ont été employées comme utiliser des caisson d'isolation et des anneaux de garde pour les dispositifs de puissance afin de minimiser le couplage avec le substrat de la puce et la susceptibilité au phénomène "latch-up", causés par l'injection de porteurs durant les forts transitoires de courant. De plus, les blocs analogiques, numériques et de puissance possèdent chacun un chemin d'alimentation dédié pour réduire l'impact du bruit entre chaque bloc. Une capacité intégrée (notée C_{DEC}) de type Métal-Isolant-Métal (MIM) a aussi été implémentée afin de découpler efficacement la tension d'entrée du pilote de grille. Pour faciliter la lecture, seule l'implémentation physique du bloc HF est illustrée en Figure 4. La surface total de silicium est d'environ 6mm².

4. RÉSULTATS DE SIMULATION

Des simulations post-implémentation avec modèles de boîtiers et interconnexions ont été effectuées afin de valider l'implémentation du circuit de test et évaluer les performances du système. Un module de diode laser à cavité verticale émettant par la

Tableau 1. Principales caractéristiques électro-optiques du module VCSEL choisi (données pour 25°C).

Paramètre	Valeur
Puissance optique (en conditions pulsées)	2,4W
Courant de seuil	300mA
Résistance série	400mΩ
Courant nominal (en conditions pulsées)	3A
Tension directe (en conditions pulsées)	2,7V
Rendement Courant-Puissance Optique	90%
Rendement Puissance électrique-Puissance optique	28%

surface (Vertical-Cavity Surface Emitting Laser abrégé en VCSEL) a été choisi comme émetteur laser vis-à-vis des spécifications système. Ses principales caractéristiques électro-optiques sont résumées dans le Tableau 1 et ne sont données que pour une température de 25°C dû à un manque d'informations venant du fournisseur de diode laser. Le comportement électrique du module VCSEL a été simulé à l'aide d'un modèle électrique large signal. Le circuit équivalent est illustré en Figure 5, où L_{PKG} représente l'inductance effective des connexions métalliques du boîtier, C_{PADS} représente la capacité entre les contacts anode et cathode la puce, R_s représente la résistance série du matériau semi-conducteur et des contacts, R_j et C_j en parallèle représentent respectivement la résistance et la capacité de la région active de la diode, et enfin D représente une diode idéale avec tension de seuil correspondant au seuil laser.

Les simulations ont été effectuées à l'aide d'un simulateur SPICE. Les inductances parasites équivalentes séries dans la branche de la diode laser et du transistor T_1 ont été évaluées à 800pH et 200pH respectivement. Les résultats pour un courant ciblé de 3A, une fréquence de modulation de 200MHz, une largeur d'impulsion de 2,5ns et pour plusieurs tensions d'ali-

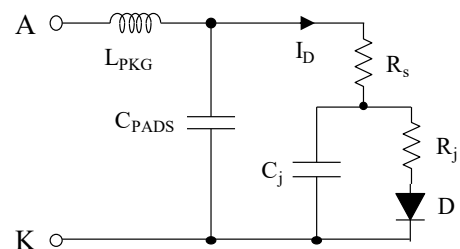


Fig. 5. Circuit équivalent proposé pour le modèle électrique de diode laser.

Tableau 2. Résultats de simulation post-implémentation pour un courant ciblé de 3A et une largeur d'impulsion de 2,5ns à 200MHz. Des conditions typiques d'utilisation ont été supposées (procédé typique, 27°C).

Paramètre	Valeur		
Tension d'entrée	2,5V	3,6V	4,8V
Largeur d'impulsion (50%)	2,5ns	2,5ns	2,5ns
Temps de montée (10%-90%)	1,1ns	1,0ns	0,8ns
Temps de descente (90%-10%)	1,7ns	2,2ns	2,5ns
Courant pic	2,6A	3,5A	4,1A
Tension pic au noeud de commutation	4,3V	5,6V	6,8V
Puissance délivrée à la diode laser	2,5W	4W	4,5W
Puissance d'entrée	5,6W	7,3W	8W
Puissance dissipée dans le circuit intégré	2,6W	2,8W	3,0W
Rendement électrique	45%	55%	56%

mentation sont résumés dans le Tableau 2. La largeur de grille du transistor T_1 a été soigneusement choisie pour minimiser les pertes totales. Les formes d'onde transitoires utiles, pour une tension d'alimentation de 3,6V, sont illustrées en Figure 6.

À partir du Tableau 2, il est remarqué qu'une largeur d'impulsion de 2,5ns est atteinte dans chacun des trois cas (2,5V; 3,6V; 4,8V). En revanche, le temps de descente du courant est beaucoup plus lent que son temps de montée ce qui provoque une forte distorsion de la forme d'onde, comme illustré en Figure 6. Ce temps de descente relativement lent s'explique par la lente évacuation de l'énergie emmagasinée par les inductances parasites du chemin de la diode laser, à travers le chemin du transistor T_1 lors de son activation, pouvant être assimilé à une résistance. Le circuit équivalent est au premier ordre vu comme

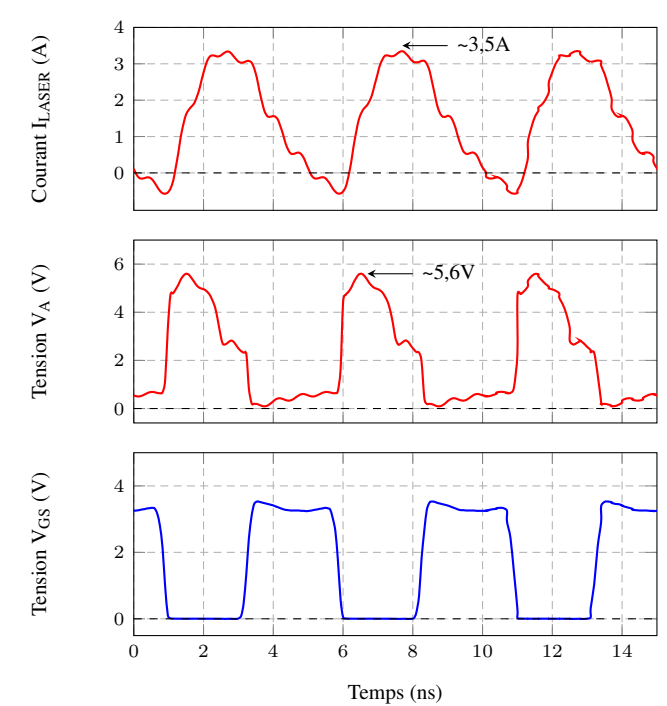


Fig. 6. Résultats de simulation post-implémentation : formes d'onde transitoires du courant I_{LASER} à travers le module VCSEL (rouge), la tension V_A aux bornes du module VCSEL (rouge) et la tension V_{GS} grille-source du transistor T_1 (bleu) pour un courant ciblé de 3A et une largeur de 2,5ns à 200MHz, sous une tension d'alimentation de 3,6V. Des conditions typiques d'utilisation ont été supposées (procédé typique, 27°C).

un circuit RL parallèle. Une boucle de courant se forme alors provoquant un léger courant négatif dans le chemin de la diode laser, de suite interrompue par le déclenchement de l'impulsion suivante.

Lors de l'ouverture du transistor T_1 , la brusque coupure du courant provoque des surtensions au noeud de commutation à cause des éléments parasites, mais relativement bien absorbées par la diode de blocage D_{CLAMP} . Cela induit de légers dépassements lorsque le courant s'établit dans le chemin de la diode laser. De plus, même si une surtension supérieur à 4,8V peut être notée dans certains cas, le transistor cascode T_2 assure la protection du transistor T_1 .

Enfin, un rendement électrique d'environ 55% est obtenu pour les tensions d'alimentation de 3,6V et 4,8V. Il est à noter que les puissances dissipées dans le circuit intégré n'incluent pas les composants externes et sont indiquées pour un train d'impulsions continu. Dans un cas pratique, de courts trains d'impulsions sont considérés ce qui permet de réduire les pertes et potentiellement l'échauffement.

Les résultats plus faibles en terme de puissance obtenus en simulation pour une tension d'alimentation de 2,5V s'expliquent par les performances limitées du convertisseur DC/DC réutilisé, provoquant des chutes de tension trop importantes à travers les éléments résistifs de l'étage de puissance ce qui limite la tension de sortie pour polariser la diode laser, donc la puissance qui lui est délivrée.

5. BANC DE TEST ET RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

5.1. Description du banc de test

Un banc de test à été mis en place pour effectuer des mesures électriques et optiques, comme illustré en Figure 7. Le module VCSEL, le circuit intégré de test ainsi que les composants passifs externes ont été assemblés sur une carte de test adaptée pour faciliter la configuration du banc. La carte de test présente également des interconnexions optimisées afin de maximiser les performances. L'alimentation a été générée à l'aide du "DC power analyzer" N6705B de Keysight. Le signal de modulation différentielle (LVDS) ainsi que le signal d'enveloppe fournissant le motif de trains d'impulsions ont été générés avec le générateur d'impulsions 81110A de Agilent et le générateur de signaux 33600A de Keysight respectivement. Les impulsions laser ont été capturées par le photodétecteur rapide ic212 de iChaus possédant une bande passante de 1.4GHz. Les signaux ont ensuite été mesurées à l'aide de l'oscilloscope MSOS254A de Keysight possédant une bande passante de 2.5GHz. La sphère d'intégration 819D-SL-5.3-CAL2 de Newport ainsi que l'instrument de mesure de puissance optique 19336-R de Newport associé au détecteur optique 918D-SL-OD1R de Newport ont été utilisés pour effectuer les mesures de puissance optique. Enfin, une carte à microcontrôleur STM32F407 de STMicroelectronics a été utilisée pour paramétrer le circuit intégré de test.

5.2. Résultats préliminaires et problèmes rencontrés

Dans le but de valider les fonctionnalités du circuit, de premiers résultats expérimentaux ont été obtenus en utilisant une charge résistive faible inductance de 1Ω à la place du module VCSEL. Les premières mesures électriques ont révélé des perturbations au niveau du fonctionnement d'un bloc analogique du circuit intégré lors de la commutation du courant. Ce bloc concerne un circuit de référence de tension "bandgap" permettant la génération d'une tension fixe de référence à 1,2V utilisée notamment par la boucle de régulation en courant. Les formes d'onde transitoires de cette tension de référence "bandgap" et du courant à travers la charge résistive, pour un courant ciblé de 3A et une largeur d'impulsion de 10ns à 50MHz sous une tension d'alimentation de 3,6V, sont illustrées en Figure 8. La tension de référence a été directement mesurée via une broche de sortie prévue à cet effet. Le courant à travers la résistance de charge a

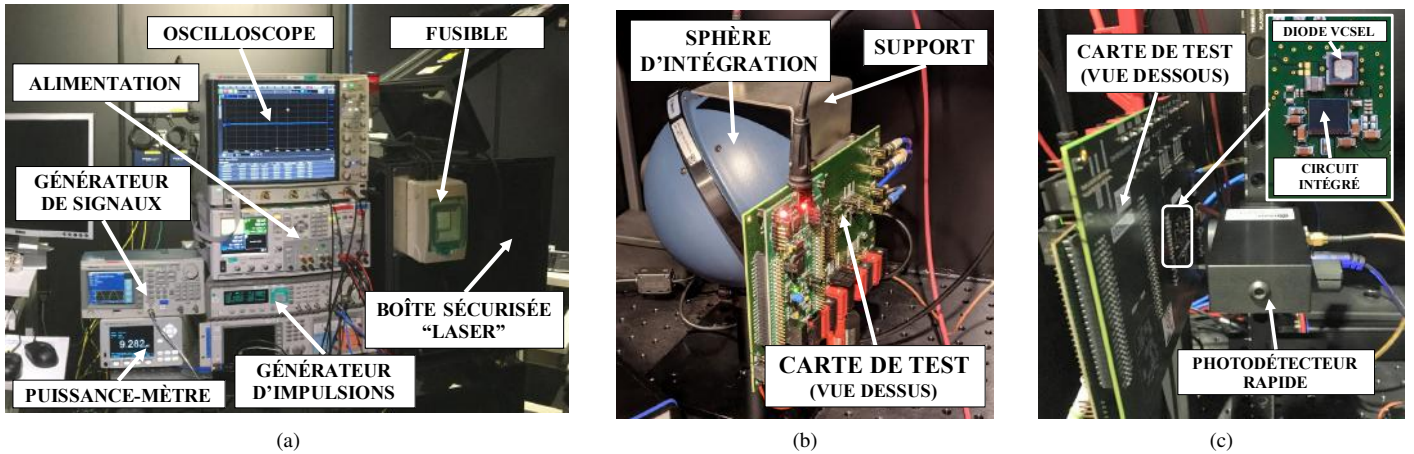


Fig. 7. Banc de test pour effectuer des mesures électriques et optiques. En raison des normes de sécurité liées à l'utilisation d'appareils laser, les mesures ont été réalisées dans une boîte sécurisée et protégée par un fusible. Description des photos : (a) banc de test complet, (b) carte de test montée sur la sphère d'intégration (vue de l'intérieur de la boîte) et (c) carte de test avec le circuit de test couplé au photodétecteur (vue de l'intérieur de la boîte, un zoom présente le circuit intégré, le module VCSEL et les composants passifs externes).

été mesuré par la différence de potentiel à ses bornes.

Il est remarqué que la tension de référence est perturbée autour d'une position moyenne de 1,15V, alors qu'une tension fixe de 1,2V est attendue. Il est aussi noté que ces perturbations sont synchrones avec la commutation de l'étage de puissance du convertisseur DC/DC. D'un autre côté, le courant semble relativement bien commuté à 50MHz avec une largeur d'impulsion de 10ns comme attendu dans ce cas. Un plateau haut d'environ 3A ainsi qu'un plateau bas d'environ 400mA sont rapportés. Le plateau bas s'explique par le pont diviseur de courant formé par la charge résistive et le transistor de commutation T_1 lors de son activation. Une résonance est aussi observée lors de l'activation du courant entraînant un pic de courant d'environ 5,5A. Ceci s'explique par la présence des éléments parasites comme expliqué plus haut suggérant que la diode de blocage est moins efficace que prévu.

Des perturbations plus sévères ont été notées sur la tension de référence "bandgap" à plus haute fréquence de modulation chutant jusqu'à 1,08V à 200MHz provoquant des imprécisions sur la boucle de régulation en courant. Ces perturbations sont principalement dues à un couplage de masse entre le bloc HF et les blocs analogiques, qui peut provenir des interconnexions internes au circuit (substrat de la puce, niveau de métallisation) et/ou externes via les lignes et plans de masse de la carte de test. Ceci pourra faire l'objet d'investigations ultérieures mais ne sera pas détaillé davantage dans ce papier. Malgré ces perturbations, le circuit peut toujours être utilisé en boucle ouverte en ajustant la valeur du courant ciblé.

5.3. Mesures des performances

Les performances du prototype ont été mesurées en utilisant le module VCSEL en guise de charge dans des conditions typiques d'utilisation. De courts trains d'impulsions ont été paramétrés afin de réduire les effets d'auto-échauffement. Les performances évaluées concernent les performances transitoires telles que les temps de montée et de descente de l'impulsion laser, ainsi que les performances énergétiques du système comme le rendement électrique. Ce dernier est défini par

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad (2)$$

où P_{IN} représente la puissance d'entrée consommée par le pilote et P_{OUT} représente la puissance électrique moyenne délivrée par le pilote à la diode laser durant un train d'impulsions. Étant donné que le courant traversant la diode laser ne peut

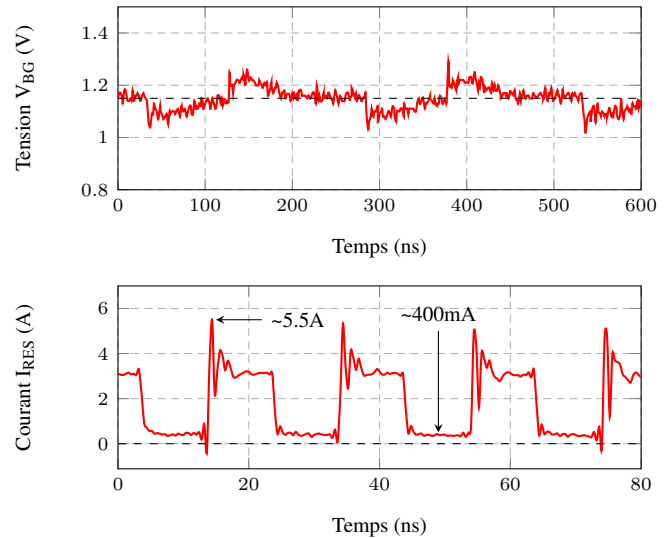


Fig. 8. Résultats de mesures : formes d'onde transitoires de la tension V_{BG} de référence "bandgap" et du courant I_{RES} à travers la charge résistive de 1Ω pour un courant ciblé de 3A et une largeur d'impulsion de 10ns à 50MHz, sous une tension d'alimentation de 3,6V.

être mesuré, la puissance P_{OUT} a été estimée à partir des mesures de puissance optique et du paramètre "rendement puissance électrique-puissance optique" propre au module VCSEL (donné dans le Tableau 1). La valeur du courant crête traversant la diode laser a également été estimée à partir du paramètre "rendement courant-puissance optique". Ces paramètres n'étant donnés que pour 25°C, les estimations sont à considérer avec précaution.

Les mesures de performances ont été effectuées visant une puissance optique crête en sortie du module VCSEL de 2,5W pour une fréquence de modulation à 200MHz et une largeur d'impulsion de 2,5ns sous une tension d'alimentation de 3,6V. La valeur du courant ainsi que la largeur d'impulsion du signal différentiel externe ont alors été ajustés en conséquence, notamment à cause d'une potentielle distorsion du signal laser et des perturbations notées sur la boucle de régulation. La largeur de grille du transistor T_1 a été soigneusement choisie pour minimiser les pertes totales. Les formes d'onde transitoires du signal laser ainsi que de la tension V_A aux bornes du module VCSEL sont illustrées en Figure 9. Il est à noter que les formes d'onde ne sont pas en phase dû à l'impossibilité de calibrer

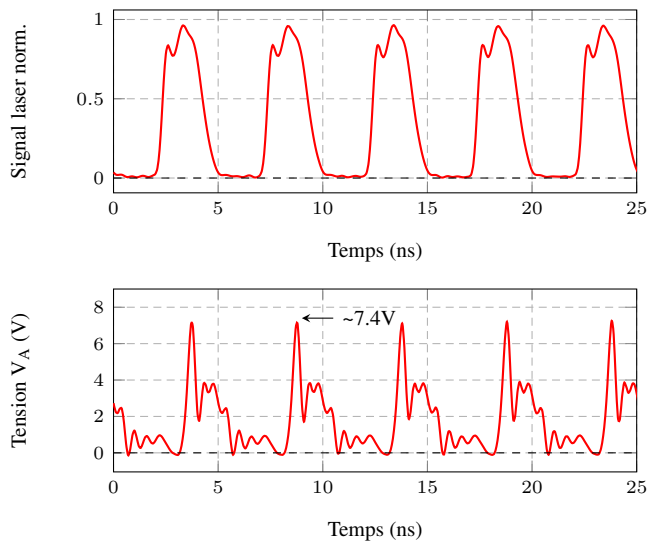


Fig. 9. Résultats de mesures : formes d'onde transitoires du signal laser normalisé et de la tension V_A aux bornes du module VCSEL, pour une largeur d'impulsion de 2,5ns à 200MHz sous une tension d'alimentation de 3,6V. Une puissance optique crête P_{OPT} de 2,5W a été réglée ici. L'axe des ordonnées pour le signal laser a été normalisé par rapport à son maximum.

l'oscilloscope avec le signal venant du photodétecteur. Les résultats de performances sont résumés dans le Tableau 3.

Avant tout, les résultats montrent que le prototype est capable de générer des impulsions laser. En revanche, même si une largeur d'impulsion de 2,5ns est mesurée pour une fréquence de 200MHz, le signal laser est légèrement distordu. Le temps de descente est plus lent que le temps de montée ce qui confirme les résultats obtenus en simulation. De plus, un léger rebond est noté sur le signal laser lors de l'établissement de l'impulsion ce qui s'explique par la résonance et le fort pic de tension, d'environ 7,4V, observé sur la tension aux bornes de la diode laser. Cela confirme les observations faites sur la charge résistive indiquant que la diode de blocage est moins efficace que prévu. Enfin, un rendement électrique de 62% est estimé d'après les mesures ce qui reste cohérent avec les résultats de simulation.

6. TRAVAUX FUTURS ET CONCLUSION

Un prototype de circuit intégré pilote de diode laser pour application "temps-de-vol" a été développé en technologie CMOS 130nm de STMicroelectronics. L'architecture du pilote repose sur un convertisseur DC/DC de type "buck" sans capacité de sortie avec une diode laser connectée en parallèle à un transistor de commutation dans le but de générer de courtes impulsions laser programmables. Les résultats de mesures électriques et optiques montrent que le prototype est capable de générer des impulsions laser d'une puissance optique crête

de 2,5W correspondant à un courant crête estimé à environ 3A, pour une largeur d'impulsion de 2,5ns à 200MHz sous une tension d'alimentation de 3,6V. Sous ces conditions, un rendement électrique relativement élevé est rapporté ce qui est assez satisfaisant dans le contexte des applications embarquées. Malheureusement, ce chiffre ne peut être comparé à l'état de l'art étant donné que les valeurs de rendement électrique sont rarement mentionnées et que l'application visée est différente. Cependant, une autre architecture reposant sur une topologie de pilotage en série, selon les mêmes spécifications, a été testée. Ceci sera discuté dans une autre publication.

En revanche, effectuer un second ensemble de mesures (en balayant la fréquence de modulation, le courant crête et la tension d'entrée par exemple) s'avère essentiel afin de pleinement valider les performances du prototype de pilote de diode laser. Le banc de test pourra être consolidé pour améliorer la précision de mesure. De plus amples investigations sont également requises afin de confirmer les problèmes rencontrés par rapport au couplage de masse entre blocs analogiques et bloc HF. Il en va de même concernant l'efficacité de la diode de blocage. Enfin, le prototype pourra être confronté à un capteur d'image "temps-de-vol" afin de valider le fonctionnement globale du système au niveau applicatif.

7. RÉFÉRENCES

- [1] IC Insights, "O-S-D Report, A Market Analysis and Forecast for Optoelectronics, Sensors/Actuators, and Discretes", IC Insights Inc., 2019
- [2] R. Schwarte, G. Häusler and R. Malz, "Three-dimensional Imaging Techniques", *Computer Vision and Applications*, Academic Press, 2000, pp. 177-208
- [3] D. Stoppa, L. Gonzo and A. Simoni, "Scannerless 3D imaging sensors", *IEEE International Workshop on Imaging Systems and Techniques*, 2005, Niagara Falls, Ontario, Canada, 2005, pp. 58-61.
- [4] C.L. Niclass, "Single-Photon Image Sensors in CMOS : Picosecond Resolution for Three-Dimensional Imaging", *PhD Thesis*, Lausanne, EPFL, 2008, pp. 6-8
- [5] R. Lange and P. Seitz, "Solid-State Time-of-Flight Range Camera," *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 37, no. 3, pp. 390-397, 2001.
- [6] A. P. P. Jongenelen, D. A. Carnegie, A. D. Payne and A. A. Dorrington, "Maximizing precision over extended unambiguous range for TOF range imaging systems", *IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference Proceedings*, Austin, TX, 2010, pp. 1575-1580.
- [7] J. Nissinen and J. Kostamovaara, "A 1A Laser Driver in 0.35um Complementary Metal Oxide Semiconductor Technology for a Pulsed Time-of-Flight Laser Rangefinder", *Review of Scientific Instruments*, Vol. 80, 2009.
- [8] J. Glaser, "High Power Nanosecond Pulse Laser Driver using a GaN FET", *PCIM Europe 2018*, 2018.
- [9] E. Abramov, M. Evzelman, O. Kirshenboim, T. Urkin and M. M. Peretz, "Low Voltage Sub-ns Pulsed Current Driver IC for High-Resolution LiDAR Applications", *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 2018.
- [10] G. Blasco, D. Dörich, H. Reh, R. Burkard, E. Isern and E. Martin, "A Sub-ns Integrated CMOS Laser Driver With Configurable Laser Pulses for Time-of-Flight Applications", *IEEE Sensors Journal*, Vol. 18, No. 16, 2018, pp. 6547-6556.
- [11] A. Tajfar, M. Zamprogno, F. Villa and F. Zappa, "A 20 A Sub-Nanosecond Integrated CMOS Laser Diode Driver for High Repetition Rate SPAD-Based Direct Time-of-Flight Measurements", *International Conference on Computing, Electronics & Communications Engineering (iCCECE)*, Southend, United Kingdom, 2018, pp. 272-276.
- [12] C. Fai Lee and P. Mok, "A Monolithic Current-Mode CMOS DC-DC Converter With On-Chip Current-Sensing Technique", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 1, pp. 3-14, 2004.

Tableau 3. Résultats de performances obtenus pour une tension d'alimentation de 3,6V.

Performance	Valeur
Puissance optique crête	2,51W
Courant crête (estimé)	3,09A
Puissance délivrée à la diode laser (estimé)	4,49W
Puissance d'entrée	7,25W
Rendement électrique (estimé)	62%
Largeur d'impulsion (50%)	2,5ns
Temps de montée (10%-90%)	460ps
Temps de descente (90%-10%)	1,2ns