



**HAL**  
open science

## Stratégie de suivi de creux de tension pour convertisseur Flyback active-clamp

Sébastien Larousse, Hubert Razik, Remy Cellier, Nacer Abouchi, Philippe  
Volay

► **To cite this version:**

Sébastien Larousse, Hubert Razik, Remy Cellier, Nacer Abouchi, Philippe Volay. Stratégie de suivi de creux de tension pour convertisseur Flyback active-clamp. Symposium de Génie Electrique (SGE'16), Jun 2016, Grenoble, France. hal-01361709

**HAL Id: hal-01361709**

**<https://hal.science/hal-01361709>**

Submitted on 7 Sep 2016

**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.

# Stratégie de suivi de creux de tension pour convertisseur Flyback active-clamp

Sébastien LAROUSSE<sup>°\*‡</sup>, Hubert RAZIK<sup>°</sup>, Remy CELLIER<sup>\*</sup>, Nacer ABOUCHI<sup>\*</sup>, Philippe VOLAY<sup>‡</sup>

<sup>°</sup>Laboratoire Ampère, Villeurbanne, <sup>\*</sup>INL, Villeurbanne, <sup>‡</sup>Centralp SAS, Vénissieux.

**RESUME** –Cet article présente les limites de la commutation douce sur la topologie Flyback active-clamp dans le cadre d'une utilisation sur une large gamme de tension d'entrée. Nous avons mis au point une stratégie de suivi de commutation en creux de tension permettant le maintien d'une commutation en creux de tension permettant un gain de 2% à 4% par rapport à une commande classique sur la moitié haute de la plage de tension d'alimentation. Cette stratégie a été testée sur un convertisseur 30 W-12 V alimenté entre 20 V et 120 V.

**Mots-clés**—Flyback, active-clamp, creux de tension, large plage.

## 1. INTRODUCTION

La conversion DC/DC à large plage de tension d'entrée est une problématique récurrente dans le domaine des convertisseurs embarqués. Les convertisseurs pour matériel embarqué ferroviaire ne dérogent pas à cette règle avec des plages de tension d'alimentation variant de 16,8 V à 136 V. Pour des gammes de puissance de l'ordre de 50 W, la topologie Flyback est la solution la plus couramment préconisée car permettant une large variation du rapport de conversion [1] [2]. Cette topologie présente deux défauts importants : la commutation dure de l'interrupteur au primaire ainsi que la nécessité d'ajouter une protection en surtension sur ce même interrupteur. Ces deux problèmes peuvent être réglés par un convertisseur Flyback active-clamp, le clamp actif apportant à la fois une protection non dissipative à l'interrupteur primaire, mais également une commutation douce de celui-ci sous certaines conditions [3] [4]. Notre problématique de large plage limite les possibilités de commutation douce et impose un fonctionnement en creux de tension sur une partie de la plage. Cette commutation en creux de tension sous une tension d'alimentation variable doit prendre en compte la variabilité en tension de la capacité Drain-Source du MOSFET employé et nécessite donc une commande variable des temps mort de la commande.

Dans un premier temps nous décrivons le comportement du convertisseur Flyback active-clamp et ses limites. Dans la seconde partie nous décrivons plus en détails la variabilité de la valeur de la capacité drain-source des MOSFET de puissance et son impact sur le comportement du convertisseur Flyback. Enfin dans une dernière partie nous expliquerons la stratégie de suivi de tension employée, son implémentation physique, ainsi que les performances obtenues sur notre prototype de conversion large plage.

## 2. LE CONVERTISSEUR FLYBACK CLAMP ACTIF

Le convertisseur Flyback à clamp actif est un convertisseur isolé dérivé du convertisseur Flyback simple. Il permet toujours un fonctionnement sur une très large plage de tensions d'entrée et permet également de réaliser une protection en surtension de l'interrupteur situé au primaire ainsi qu'une commutation douce de celui-ci.

### 2.1. Comportement

Dans une première phase de fonctionnement, le MOSFET principal (M1) est passant ( $T_0$ - $T_1$ ). L'inductance magnétisante du transformateur voit alors à ses bornes la tension d'alimentation et se charge. Lors de la commutation de M1, sa capacité parasite  $C_{DS}$  est alors chargée par l'inductance de fuite  $L_F$  du transformateur ( $T_1$ - $T_2$ ). Lorsque cette tension de drain est égale à la tension de la capacité de clamp, la diode intrinsèque du MOSFET auxiliaire (M2) entre en conduction permettant ainsi une mise en conduction douce de M2 ( $T_2$ ). L'inversion de la tension aux bornes du transformateur provoque une décroissance du courant magnétisant au primaire jusqu'à une valeur négative. Lors de la commutation de M2 ( $T_3$ ), ce courant négatif au primaire permet une décharge de la capacité  $C_{DS}$ , et ainsi la commutation douce ou à minima une commutation à faible tension de M1 comme illustré sur la figure 2.

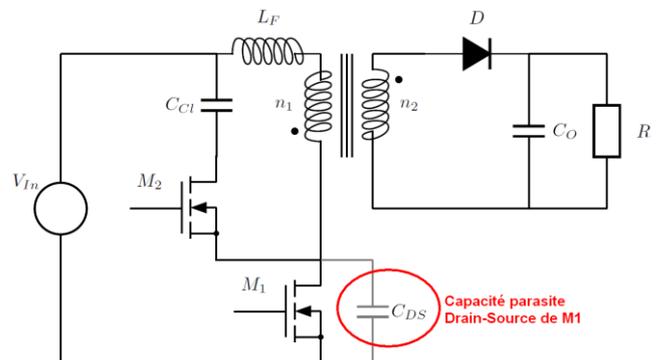


Fig.1 Convertisseur Flyback active-clamp

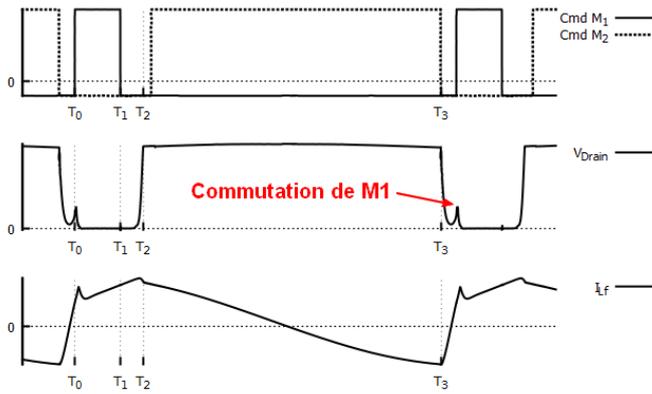


Fig.2 Formes d'onde principales du convertisseur Flyback active-clamp

## 2.2. Contraintes pour la commutation douce

Cette commutation douce est provoquée par la mise en résonance de la capacité  $C_{DS}$  avec l'inductance de fuite du transformateur  $L_F$ . L'amplitude de cette résonance est suffisante pour permettre un passage à zéro de la tension  $V_{DS}$ , lorsque l'équation suivante est vérifiée :

$$\frac{1}{2} C_{DS} V_{DS}^2 < \frac{1}{2} L_F I_F^2 \quad (1)$$

avec  $I_F$  le courant dans l'inductance de fuite à l'instant de la fermeture de M2 [4].

Or, dans le cas d'une utilisation à large plage de tension d'entrée, lors du fonctionnement à tension d'alimentation élevée, la tension drain-source s'accroît tandis qu'à charge constante le courant au primaire sera réduit. Cette inéquation sera donc difficile à respecter dans le cadre d'une large plage de tension d'entrée sans augmenter démesurément la valeur de l'inductance de fuite  $L_F$ .

Dans le cas de notre prototype, malgré l'utilisation d'un transistor doté d'une capacité  $C_{DS}$  réduite, l'inductance de fuite calculée permettant une commutation douce sur toute la plage de tension d'alimentation et au-delà de 30% de la charge maximal aurait nécessité une inductance de fuite de  $20\mu\text{H}$ , soit une valeur supérieure à l'inductance magnétisante. Une telle valeur d'inductance de fuite ne pourrait alors plus être intégrée au transformateur et devrait être ajoutée en série avec le transformateur, augmentant le coût du convertisseur ainsi que les pertes en conduction et les pertes fer dans la cellule de puissance.

Afin de maintenir une inductance de fuite raisonnable et intégrable au sein du transformateur, nous avons choisi de relâcher la contrainte de dimensionnement définie en (1) en utilisant notre convertisseur en commutation douce en basse tension et d'effectuer des commutations en creux de tension lorsque la tension d'alimentation est plus élevée ou la charge plus faible (Fig.3). La commutation du transistor M1 est ainsi réalisée à basse tension permettant des pertes en commutation réduites de manière analogue aux stratégies de commutation en creux de tension mise en place dans les topologies quasi-résonantes [5] [6].

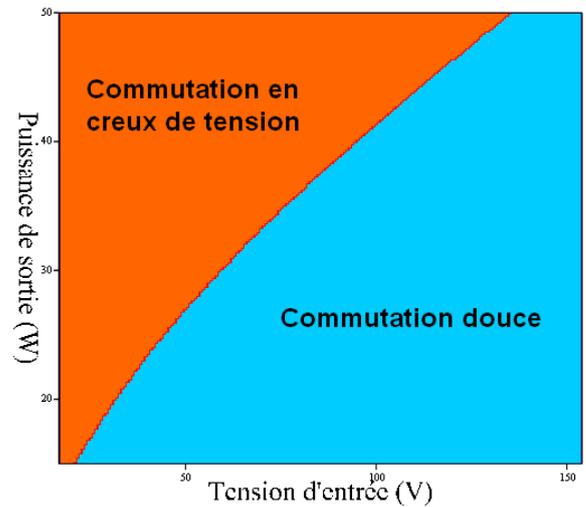


Fig.3 Plages de fonctionnement en commutation douce et en creux de tension du convertisseur.

La durée du temps mort avant la mise en conduction de M1 lors du minimum de tension est aisément calculée, elle correspondant à un quart de la période de résonance du circuit résonnant formé par  $L_F$  et  $C_{DS}$  soit :

$$t_m = \frac{2\pi\sqrt{L_F C_{DS}}}{4} \quad (2)$$

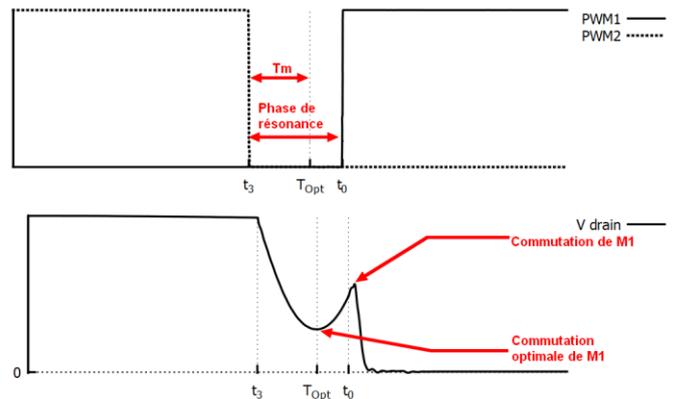


Fig.4 Détail de la résonance  $L_F$ - $C_{DS}$  avec délai de commutation optimal et cas de commutation non-optimisée.

## 3. PROBLEMATIQUE DE LA VARIATION DE $C_{DS}$

### 3.1. Variation de $C_{DS}$

La capacité  $C_{DS}$  est une capacité parasite dépendant de la tension  $V_{DS}$  de M1 [7] [8]. Cette capacité non-linéaire varie fortement avec la tension drain-source, au-delà d'une décade dans la plage d'utilisation de notre application pour le MOSFET choisi (Infineon IPW60R041C6), Fig.5.

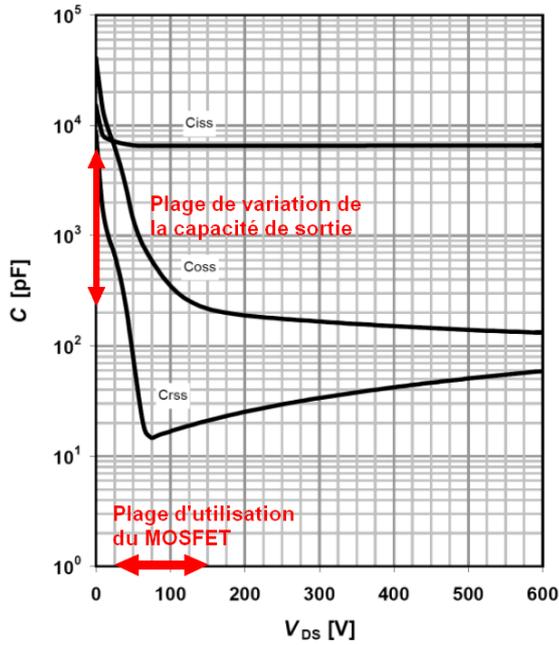


Fig.5 Evolution de la capacité  $C_{DS}$  du MOSFET IPW60R041C6 dans la plage de fonctionnement du convertisseur.

Dans le cas de la décharge de cette capacité, c'est la valeur du  $C_{DS}$  équivalent en charge tel que défini par [8] :

$$C_{EqQ}(V_{DS}) = \frac{1}{V_{DS}} \int_0^{V_{DS}} C_{DS}(V_{DS}) dV_{DS} \quad (3)$$

Cette variation de  $C_{DS}$  entraîne une variation de la fréquence de résonance de l'ensemble  $C_{DS}$ - $L_F$ . Cette variation de la période de résonance, négligée dans les applications à faible plage de tension d'entrée [4], est ici suffisamment importante pour entraîner une variation importante de la forme de la résonance pour la tension de drain de  $M_1$ , Fig.6.

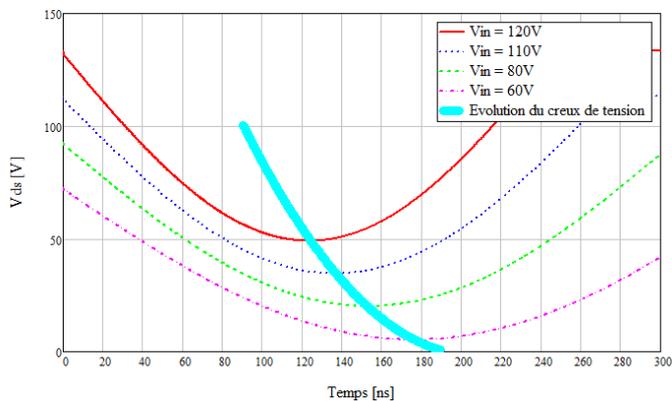


Fig.6 Evolution de la résonance de tension sur le drain de  $M_1$  avec la tension d'alimentation.

### 3.2. Impact sur les performances du convertisseur

Le temps mort optimal  $t_m$  à la commutation de  $M_1$  est donc une fonction de la tension drain-source  $V_{DS}$ . Un fonctionnement du convertisseur avec un temps mort fixe entraînerait ainsi une commutation dure de  $M_1$  et des pertes conséquentes. Les pertes en commutation dues à la tension drain source étant :

$$P_{C_{DS}} = \frac{1}{2} C_{DS} V_{DS}^2 f_c \quad (4)$$

avec  $f_c$  la fréquence de commutation du convertisseur.

Le maintien d'une tension drain-source minimale en toutes conditions est donc crucial, les pertes étant proportionnelles au carré de  $V_{DS}$ , une erreur dans le délai de commutation de 70 ns, correspondant à la variation de  $t_m$  entre la limite de commutation douce et une tension d'alimentation de 120 V, Fig.6, entraînerait une augmentation des pertes en commutation dans le MOSFET de plus de 1 W par rapport à la valeur minimale possible pour ces pertes, Fig.7.

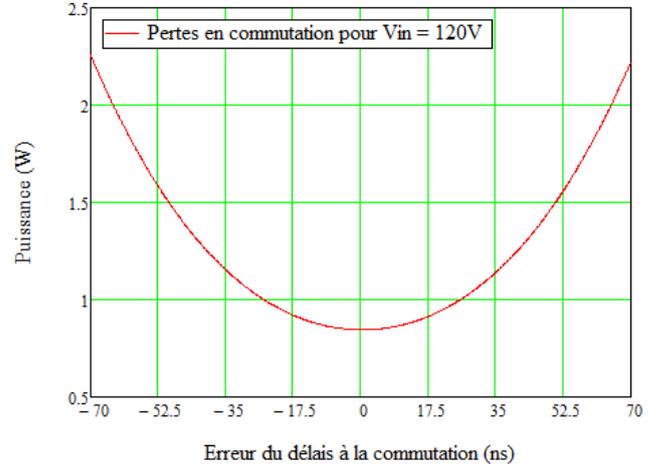


Fig.7 Pertes en commutation à 200 kHz et tension d'alimentation de 120 V en fonction de l'erreur de  $t_m$ .

## 4. STRATEGIE DE SUIVI DE CREUX DE TENSION

### 4.1. Caractérisation du comportement de $C_{DS}$

Comme vu précédemment, la valeur de  $C_{DS}(V_{DS})$  dépend de la référence et est donnée par le constructeur du composant. Une valeur linéarisée de cette capacité peut être extraite, (3), pour déterminer la durée de  $t_m$  défini par l'équation (2). Cette approximation permet de définir les durées de temps mort qui seront effectivement appliquées à la commande du convertisseur.

### 4.2. Description de la stratégie mise en œuvre

Afin de maintenir le temps mort optimal, nous utilisons les temps morts calculés précédemment et les appliquons en fonction de la tension mesurée en entrée du convertisseur. Cette mesure de tension en entrée est stable et réalisable simplement via le convertisseur Analogique-Numérique d'un microcontrôleur, contrairement à la tension  $V_{DS}$  soumise à de larges variations à la fréquence de commutation, qui nécessiteraient des durées d'échantillonnages inférieures à la période de commutation de  $M_1$ .

L'application de  $t_m$  se fait ensuite en fonction de la plage de tension mesurée par le microcontrôleur.

### 4.3. Résultats expérimentaux

Afin de tester notre stratégie de suivi de temps mort, nous avons réalisé un convertisseur Flyback Active-clamp fournissant une puissance de 30W sous 12V avec une tension d'alimentation pouvant varier entre 20 et 120 V DC. Les performances ont été comparées avec un fonctionnement à temps mort fixe, ce temps mort ayant été défini comme le temps mort nécessaire pour permettre une commutation en creux de tension à la limite entre commutation douce et commutation en creux de tension.

Tableau 1. Caractéristiques du convertisseur

Caractéristique	Valeur
Tension d'entrée	20 V - 120 V
Tension de sortie	12 V
Puissance de sortie	30 W
Fréquence de commutation	200 kHz

Tableau 2. Composants utilisés

Composant	Référence ou valeur
MOSFET	IPW60R041C6
Inductance de fuite	4 $\mu$ H
Inductance magnétisante	20 $\mu$ H
Transformateur	PQ32/30-3F3

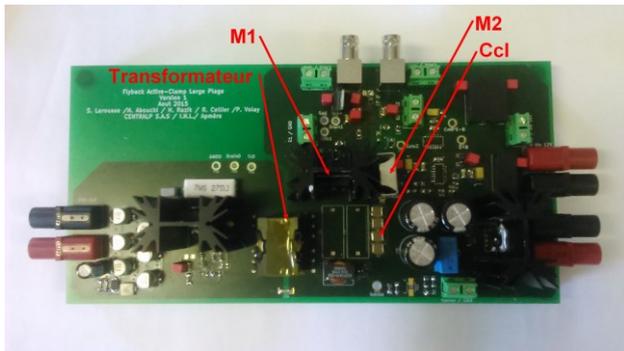


Fig.8 Maquette du convertisseur large plage 30 W.

Les performances mesurées divergent dès que la commutation passe du zéro au creux de tension, à 60 V, avec un gain de 2% de rendement pour la stratégie de suivi de temps mort, et aboutissant à plus de 4% de rendements au-delà de 100 V lorsque  $t_m$  s'éloigne fortement du temps mort fixe de référence, Fig.9.

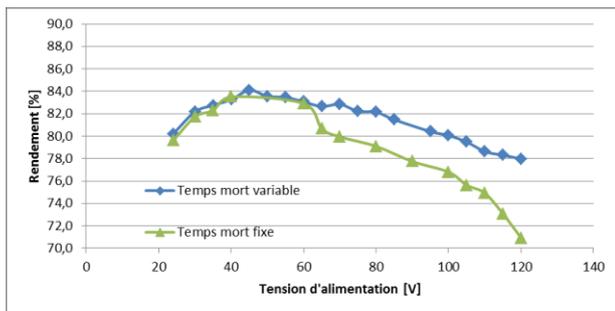


Fig.9 Rendement du convertisseur 30 W en fonction de la commande.

Cette variation des performances s'explique par l'éloignement de  $t_m$  de la valeur de temps mort fixe, accroissant la tension de commutation ainsi que le bruitage des signaux de commande du convertisseur, Fig.10. Au contraire, la commutation à temps mort variable suit la variation de la fréquence de résonance du convertisseur permettant ainsi de plus faibles pertes en commutation et un bruitage réduit des signaux, Fig.11.

La localisation de la divergence des pertes au sein du convertisseur en haute tension d'alimentation a été confirmée par imagerie thermique, Fig.12, avec le constat d'une augmentation de la température de  $M_1$ , de l'ordre de 10°C sur un radiateur de 8°C/W, dans le cas de la commutation à temps mort fixe, confirmant la simulation des pertes de la figure 7 ainsi que l'intérêt de la commande à temps mort variable pour l'utilisation de cette topologie sur une large plage de tension d'alimentation.

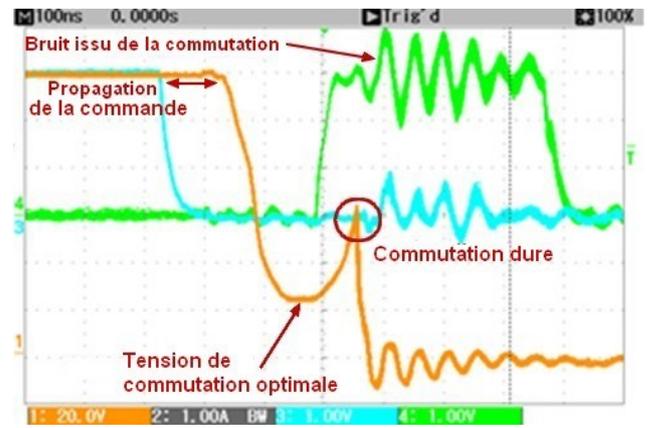


Fig.10 Commutation à temps mort fixe et 120 V de tension d'entrée.  $V_{Drain}$  (Orange), Commande de  $M_1$  (Vert) et Commande de  $M_2$  (Bleu).

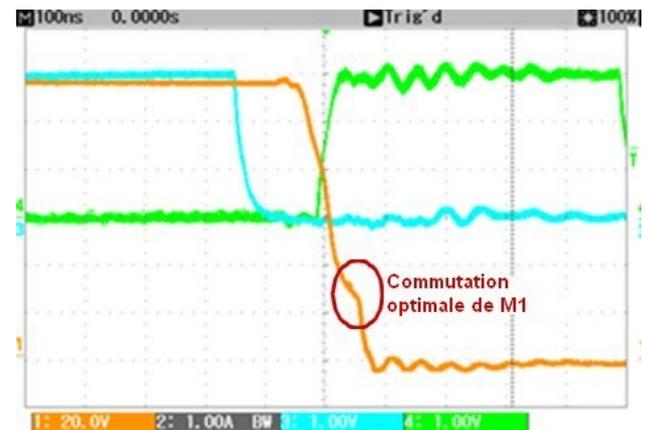


Fig.11 Commutation à temps mort variable et 120 V de tension d'entrée.  $V_{Drain}$  (Orange), Commande de  $M_1$  (Vert) et Commande de  $M_2$  (Bleu).

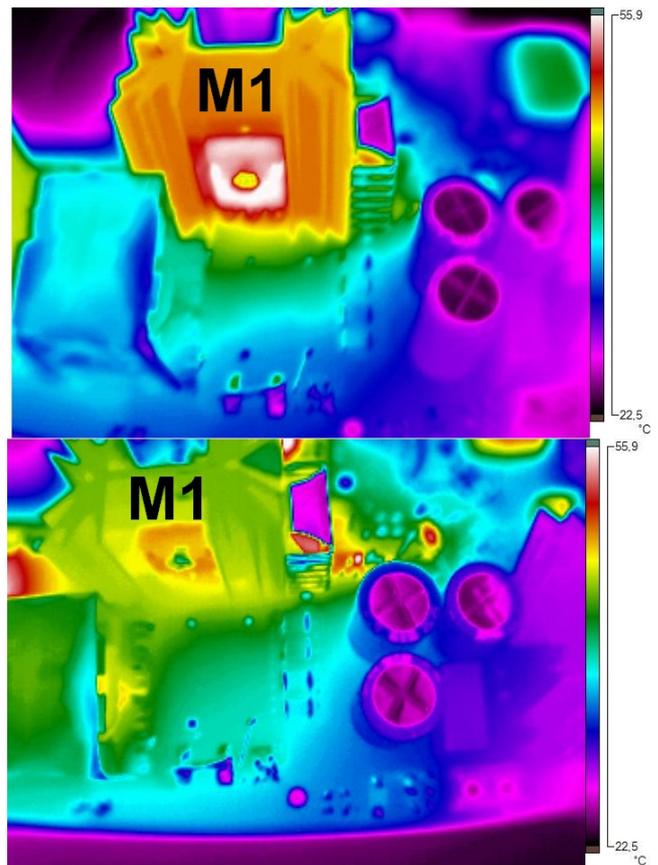


Fig.12 Imagerie thermique du transistor  $M_1$ , convertisseur à 120V-30W en temps mort fixe (haut) et en temps mort variable (bas).

## 5. CONCLUSIONS

Nous avons présenté dans cet article une stratégie mixte de commutation d'un convertisseur Flyback Active-Clamp utilisant à la fois commutation douce et commutation en creux de tension. Une stratégie de suivi de creux de tension permettant de minimiser les pertes en commutation dans le convertisseur a également été conçue afin de permettre une utilisation sur une large plage de tensions d'entrée du convertisseur, malgré la variation de la fréquence de la résonance de la capacité parasite du MOSFET. La stratégie employée a été testée sur un convertisseur avec succès apportant un gain supérieur à 2% du rendement du convertisseur face à une commande ne s'adaptant pas à ces variations de fréquence de résonance et permettant ainsi une réduction substantielle des besoins en dissipation thermique du principal transistor du convertisseur.

## 6. REMERCIEMENTS

Les auteurs remercient les routeurs et les ingénieurs de la société Centralp pour leur assistance dans la réalisation de la maquette.

## 7. REFERENCES

- [1] G. Spiazzi et S. Buso, «Comparison between two single-switch isolated flyback and forward high-quality rectifiers for low power applications,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, 2002.
- [2] D. Voncina, M. Petkovsek, J. Nastran et P. Zajec, «Low Power Multiple Output DC Supply -Part I: Flyback Converter with Wide Input Voltage Range,» chez *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, 2006.
- [3] P. Alou, O. Garcia, J. Cobos, J. Uceda et M. Rascon, «Flyback with active clamp: a suitable topology for low power and very wide input voltage range applications,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, 2002.
- [4] B.-R. Lin, H.-K. Chiang, K.-C. Chen et D. Wang, «Analysis, design and implementation of an active clamp flyback converter,» chez *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on*, 2005.
- [5] G.-B. Koo, S.-C. Moon et J.-T. Kim, «A new valley-detection method for the quasi-resonance switching,» chez *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, 2010.
- [6] S. H. Kang, D. Maksimovic et I. Cohen, «Efficiency Optimization in Digitally Controlled Flyback DC-DC Converters Over Wide Ranges of Operating Conditions,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, n° 18, pp. 3734-3748, 2012.
- [7] Fairchild semiconductor «AN-9010 MOSFET Basics,» 2010.
- [8] D. Costinett, D. Maksimovic et R. Zane, «Circuit-Oriented Treatment of Nonlinear Capacitances in Switched-Mode Power Supplies,» *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 30, n° 12, pp. 985-995, Feb 2015.