

Un convertisseur Fly-Buck à faible coût pour les applications 12 V

Dan Tooth, Ingénieur d'applications terrain chez Texas Instruments

Le convertisseur Fly-Buck s'est fait remarquer récemment comme une solution efficace pour fournir un rail d'alimentation isolé. Il existe différentes notes de conception utiles sur le sujet ainsi que de nombreux exemples d'applications utilisant les circuits intégrés *constant on-time* (COT) de Texas Instruments pour fournir un ou plusieurs rails isolés pour l'alimentation isolée d'automates programmables industriels, plusieurs rails d'alimentation isolés d'attaques de grille IGBT, des interfaces RS485 isolées et de nombreuses autres applications.

Les applications ayant un rail d'alimentation intermédiaire de 12 V disponible, comme les compteurs intelligents, sont monnaie courante, et d'autres types requièrent une tension de sortie isolée de 5 V. La nécessité d'un rail 3,3 V non isolé dans tous les types de systèmes pour alimenter le microcontrôleur et d'autres récepteurs 3,3 V est aussi fréquente. Dans le présent article, le Fly-Buck, présentant un bon rapport coût-efficacité, fournit les deux rails : un rail 3,3 V précisément régulé et un rail 5 V isolé. Fly-Buck est une marque déposée de Texas Instruments.

La topologie du Fly-Buck a été présentée dans plusieurs articles [4], qui fournissent les équations de conception détaillées. Il s'agit essentiellement d'un convertisseur Buck pourvu d'un ou plusieurs enroulements supplémentaires sur l'inducteur afin de réaliser un ou plusieurs inducteurs couplés. L'énergie est conduite de l'inductance de l'enroulement primaire et de la capacité de sortie au côté de l'enroulement secondaire pendant que le convertisseur est éteint, quand le MOSFET du CI côté haut est éteint. La sortie non isolée est précisément régulée par le CI du contrôleur et est appelée sortie de l'enroulement primaire, et la tension de la sortie de l'enroulement secondaire (isolée) est déterminée par le rapport de transformation moins les pertes. En comparaison avec le Flyback (ou avec le Buck), on peut s'attendre à des niveaux d'interférences électromagnétiques plus bas lors de l'utilisation du Fly-Buck [5], sous réserve d'une bonne configuration du circuit imprimé [6]. Pour les applications comportant des sous-systèmes de communication sensibles, un convertisseur isolé à faibles interférences électromagnétiques est un avantage majeur. D'autres raisons de privilégier le Fly-Buck au Flyback ou au push-pull dans certaines applications ont déjà été étudiées [7]. Pour les rails d'alimentation intermédiaires de 3 à 5 V, le TPS55010 peut être utilisé. Pour les tensions plus élevées, le LM25017/18/19 (valeur nominale 48 V), le LM5017/18/19 ou LM5161 (valeur nominale 100 V) ou le LM5060/60A (valeur nominale 65 V) sont souvent utilisés dans les applications Fly-Buck. Le LMR23630AF (valeur nominale 36 V) peut également être utilisé.

L'application Fly-Buck 12 V

Pour les applications 12 V à faible coût, les TPS562219 et TPS563219 sont des appareils de valeur nominale 2 A et 3 A, avec une $V_{in(max)}$ de 17 V, un démarrage souple ajustable et une sortie Power Good. Leur topologie de commande est un COT TI appelé DCAP2. Il s'agit d'un régulateur propriétaire de type hystérétique qui génère sa propre rampe de tension d'ondulation interne pour émuler l'ondulation de la tension de sortie, permettant d'utiliser des condensateurs de sortie céramiques. Cette intégration permet de limiter la complexité de conception et le nombre de composants, dans la mesure où le circuit d'injection d'ondulation RC^2 externe n'est plus nécessaire. La fréquence de commutation est pseudo-

constante à 650 kHz et la fiche technique indique l'inductance recommandée et la plage de capacité de sortie, qui doivent toutes deux être respectées. L'inductance typique à utiliser avec ces circuits intégrés est comprise entre 1,5 μH et 4,7 μH , ce qui permet d'utiliser un composant magnétique compact. Pour les applications de puissance plus élevée, le TPS564208 de valeur nominale 4 A peut être utilisé (cf. figure 1). Ces circuits intégrés permettent l'absorption du courant par le MOSFET côté haut, qui est nécessaire dans la mesure où le courant de l'inducteur de l'enroulement primaire s'inverse généralement pendant que le Fly-Buck est éteint. Il est recommandé d'utiliser une limite de courant négatif minimale de -0,75 A. L'inversion du courant dépend des charges relatives des enroulements primaire et secondaire : avec une charge de l'enroulement primaire élevée par rapport à la charge de l'enroulement secondaire, le courant restera positif. Le circuit intégré a également une limite de courant positif sur le MOSFET côté haut, qui détecte le courant de vallée plutôt que le courant de crête. La limite de courant négatif est vraisemblablement le facteur limitant pour la conception, à savoir la limite rencontrée à mesure que la charge de l'enroulement secondaire augmente. Dans la figure 3, le courant négatif de crête est de -0,15 A.

La figure 2 présente le circuit d'application de convertisseur Fly-Buck. La tension d'entrée V_{in} est de 12 V (généralement) et l'objectif est de réguler 3,3 V sur l'enroulement primaire et 5 V sur le secondaire, après le régulateur linéaire de tension à faible chute (LDO). Le rapport cyclique de l'enroulement primaire (D) est de $\approx 3,3/12 = 0,28$ et il est souhaitable de conserver $D < 0,5$ ou 0,6 dans les concepts Fly-Buck [8].

L'inducteur couplé utilisé (Coilcraft HP1-0059) est d'un modèle flexible, à six enroulements, qui permet de nombreuses configurations. Un rapport de transformation de 1:2 est souhaitable ici et, à l'aide de l'inducteur flexible, a été atteint en connectant quatre de ses enroulements en parallèle (pour obtenir une résistance à l'enroulement plus faible) pour former l'enroulement primaire et les deux autres enroulements sont connectés en série pour constituer l'enroulement secondaire. L'inductance de chaque enroulement est de 3,8 μH . D'autres configurations sont possibles au moyen de cet inducteur couplé, par exemple pour obtenir une tension de sortie bipolaire positive ou négative +/-Vout au moyen de 2+2 enroulements en série pour les enroulements secondaires et les deux enroulements restants en parallèle pour l'enroulement primaire. Il est important que l'inductance de fuite soit la plus réduite possible [8], la fréquence de commutation de ces circuits intégrés étant relativement élevée, ce qui signifie que le temps disponible pour conduire l'énergie à l'enroulement secondaire est relativement court.

La tension de sortie de l'enroulement secondaire de la figure 2 est le double de la sortie de l'enroulement primaire, moins la chute de tension de la diode de l'enroulement secondaire et les pertes cuivre résistives, ce qui donne 6,17 V avec application d'une charge de l'enroulement secondaire de 140 mA. Cela peut être régulé en aval au moyen de LDO tels que le LP2992 ou le TPS709. Si la charge de l'enroulement secondaire peut être de zéro, une résistance de précharge est recommandée pour dissiper l'énergie d'inductance de fuite.

La diode de l'enroulement secondaire connaît une tension inverse égale à la tension d'entrée multipliée par le rapport de transformation, soit $V_{in} \cdot N_s/N_p$, plus une pointe parasite. Pour $N_s/N_p = 2$ et $V_{in} = 13 \text{ V}$ (max), une diode de valeur nominale 50 V est raisonnable, en fonction de la magnitude de la pointe. Lorsque le MOSFET côté haut du circuit intégré s'allume, la diode de l'enroulement secondaire ne se bloque pas instantanément et un courant inverse passager est attiré par sa capacité, qui oscille avec

l'inductance parasite du circuit et fait osciller la tension et le courant de la diode. Un circuit d'amortissement résistance-capacité peut être ajouté autour de la diode pour amortir l'oscillation et réduire la magnitude de la pointe de tension qui la traverse. Il convient de noter que toutes les diodes Schottky ne sont pas à basse capacité. Dans la simulation, la Schottky 50 V à basse capacité MSS1P5 dotée d'un circuit d'amortissement 82 Ω plus 180 pF fonctionnait bien.

Simulation

Une simulation TINA-TI a été réalisée en important une simulation exportée de Webench™. La diode peut être modélisée en important le modèle PSpice du fabricant dans TINA-TI [9]. L'inducteur couplé est modélisé en supposant un coefficient de couplage de 0,98. Les formes d'ondes de la simulation sont présentées à la figure 3. La tension du nœud de commutation de l'enroulement primaire est propre, comme attendu. On observe une pointe amortie (grâce au circuit d'amortissement) sur la tension/le courant de la diode.

Résultats

Les essais ont été réalisés sans le régulateur LDO en aval. La figure 4 présente la forme d'onde du nœud de commutation, qui bascule à 663 kHz, et la tension de sortie Vout de l'enroulement primaire, mesurée à 3,29 V. La charge est de 10 Ω sur l'enroulement primaire et de 44 Ω sur le secondaire.

La figure 5 présente la forme d'onde au démarrage de l'enroulement secondaire, mesurée à 6,1 V.

Conclusion

Un circuit intégré à faible coût peut être utilisé pour les applications Fly-Buck 12 V, avec une conception simple et un nombre de composants réduit.

Références

1. Concevoir des rails isolés à la volée avec les convertisseurs Fly-Buck. Vijay Choudhary, Texas Instruments, novembre 2015. www.ti.com/lit/pdf/slpy007
2. Alimentation Fly-Buck de pilote de passerelle IGBT isolée à large plage d'entrée pour onduleurs triphasés, concept de référence Texas Instruments TIDA00199. <http://www.ti.com/tool/TIDA-00199>
3. Ressources pour les topologies Fly-Buck : www.ti.com/fly-buck
4. AN-2292 : concevoir un convertisseur Buck (Fly-Buck) isolé. Texas Instruments, mai 2013 www.ti.com/lit/an/snva674b/snva674b.pdf
5. Interférences électromagnétiques réduites et commutation silencieuse avec la topologie Fly-Buck. Eric Lee, Texas Instruments, août 2015, https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/archive/2015/08/17/lower-emi-and-quiet-switching-with-the-flybuck-topology-

6. Conseils de disposition du circuit imprimé pour Fly-Buck. Vijay Choudhary, Texas Instruments, avril 2014. https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/archive/2014/04/01/flybuck-pcb-layout-tips
7. Pour quels besoins d'alimentation isolée le Fly-Buck est-il adapté ? Jay Choudhary, Texas Instruments, juillet 2014. https://e2e.ti.com/blogs_/b/powerhouse/archive/2014/07/24/when-is-fly-buck-the-right-choice-for-your-isolated-power-needs
8. Choisissez le bon rapport de transformation pour un convertisseur Fly-Buck. Robert Kollman, Texas Instruments. <http://www.ti.com/lit/ml/slpy004a/slpy004a.pdf>
9. Importez une netlist SPICE dans TINA9-TI. John Miller, Texas Instruments. <http://www.ti.com/lit/an/slva527/slva527.pdf>

	TPS562208/3208	TPS562209/3209	TPS562219/3219	TPS564208
Plage Vin (V)	4,5 – 17	4,5 – 17	4,5 – 17	4,5 – 17
Plage Vout (V)	0,76 - 7	0,76 – 7	0,76 – 7	0,76 – 7
Iout (A) max	2/3	2/3	2/3	4
Fsw (fréquence de commutation, kHz) gén.	580	650	650	560
Caractéristiques complémentaires	-	Précision de FB Vref de 1 % (à 25 °C)	sortie PGood, démarrage souple externe	-

Figure 1. Circuits intégrés pertinents pour un Fly-Buck 12 V à faible coût

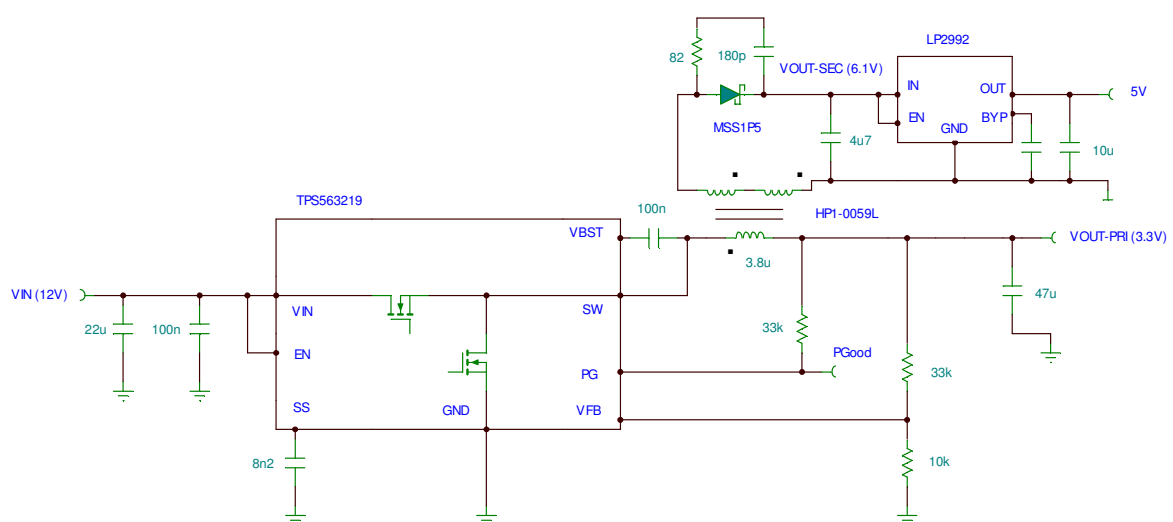


Figure 2. Schéma de convertisseur Fly-Buck utilisant le TPS563219

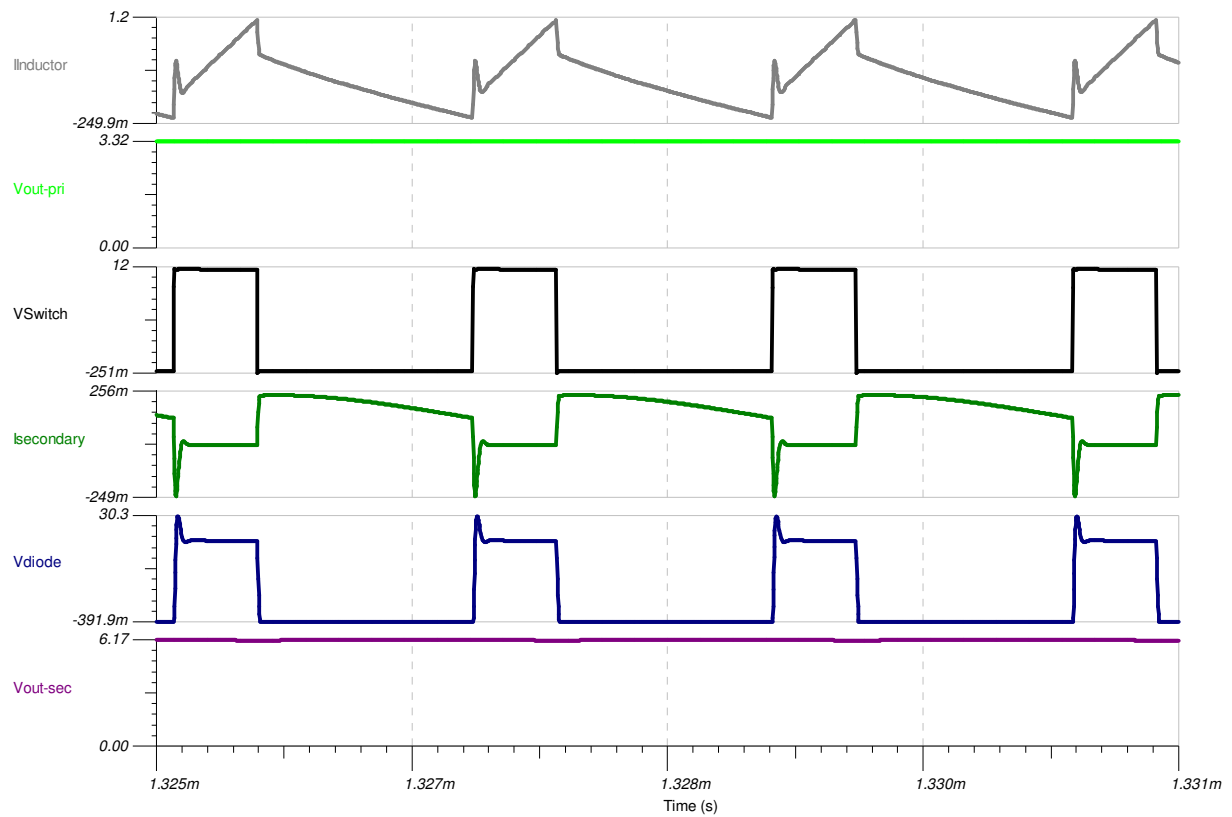


Figure 3. Résultats de simulation TINA-TI. Un circuit d'amortissement est utilisé pour la diode. IInductor : courant traversant l'inducteur de l'enroulement primaire ; Vout-pri : tension de sortie de l'enroulement primaire (charge de 330 mA) ; VSwitch : tension du nœud de commutation de l'enroulement primaire ; Isecondary : courant traversant l'enroulement secondaire ; Vdiode : tension traversant la diode de l'enroulement secondaire ; Vout-sec : tension de sortie de l'enroulement secondaire avant le LDO (charge de 140 mA).

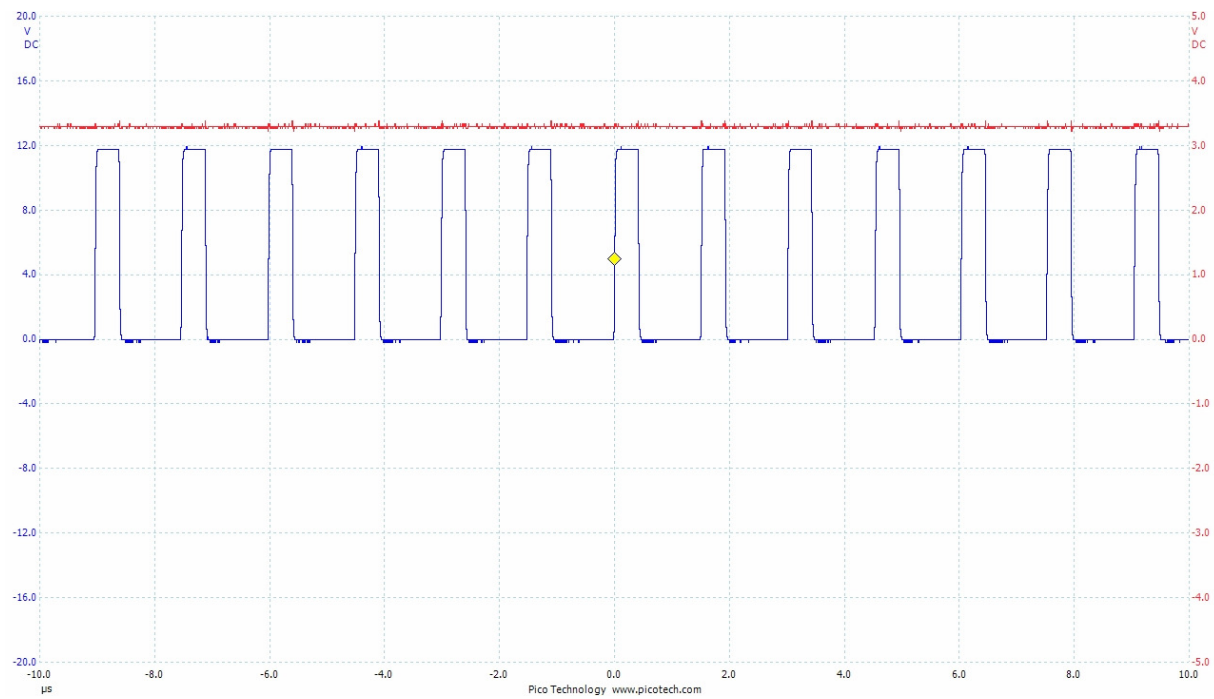


Figure 4. Tension du nœud de commutation (bleu, 4 V/div) et de Vout1 (rouge, 1 V/div) et base de temps 2 $\mu\text{s}/\text{div}$

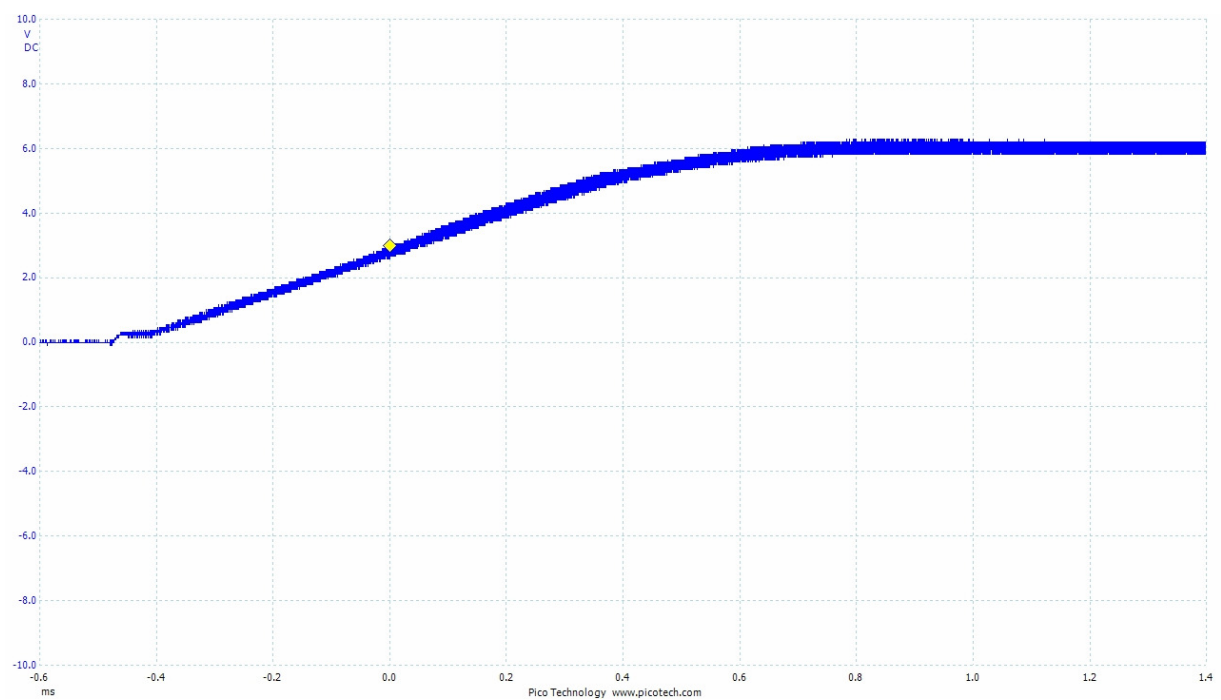


Figure 5. Démarrage de Vout2 (2 V/div) et base de temps 0,2 ms/div