

Etude d'un régulateur hystérétique et d'un contrôle de fréquence appliqué à un convertisseur Buck synchrone basse-puissance et haute-fréquence

Ing. Q. MANNES
Ing. C. Flémal
ECAM – Bruxelles

Dans une optique d'optimisation du rendement, Thales Alenia Space Belgium souhaite remplacer le régulateur linéaire d'un de ses composants par une topologie innovante de convertisseur à découpage. Cet article décrit de manière succincte la topologie proposée en présentant les points majeurs de son étude théorique et adaptation pratique avec et sans régulation de fréquence.

Mots-clefs : Electronique de puissance, Régulation analogique, Hystérèse, Convertisseur à découpage, Buck, Haute-fréquence, Contrôle de fréquence.

Searching for efficiency optimization, Thales Alenia Space Belgium wishes to replace the linear regulator of one of its components with an innovating switching converter topology. This paper describes the topology in a succinct way by presenting the major points of its theoretical study and practical implementation with and without frequency control.

Keywords: Power electronics, Analog control, Hysteresis, Switching converter, Buck, High-frequency, Frequency control.

1. Introduction

Jusqu'à présent, pour des raisons de manque de fiabilité, le contrôle numérique des systèmes de puissance à usage aérospatial a toujours été évité. C'est seulement récemment que Thales Alenia Space Belgium (TAS-B) a brisé cette tendance en développant avec certains de ses partenaires un ASIC (circuit intégré programmable) à cet usage. Cet ASIC, appelé « DPC » (Digital Programmable Controller) est voué à devenir l'un des composants principaux dans les futurs convertisseurs de puissance développés par TAS-B.

L'alimentation du DPC se fait actuellement par un régulateur linéaire qui lui est interne. Ce type d'alimentation étant réputé pour son très faible rendement, il est aujourd'hui envisagé de le remplacer par un convertisseur à découpage. L'objectif étant que, au vu du coût de l'énergie dans l'espace, la consommation du DPC ne devienne pas un frein à sa rentabilité.

C'est dans cette optique que TAS-B, entreprise spécialisée dans l'électronique de puissance à usage aérospatial, a proposé une topologie de convertisseur innovante appelée « Buck synchrone avec régulation hystérétique ».

Cet article fait découvrir cette topologie de manière succincte en présentant les points majeurs de son étude théorique et adaptation pratique avec et sans régulation de fréquence.

2. Rappels d'électronique de puissance

Un régulateur linéaire comme celui actuellement utilisé dans le DPC est un convertisseur qui parvient à réduire le niveau de tension entre son entrée (U_{in}) et sa sortie (U_{out}) en dissipant l'excédent d'énergie dans un composant passif (diode Zener, résistance, etc., fig. 1). Cette énergie est donc gaspillée et est la cause du faible rendement de ce type de convertisseur.

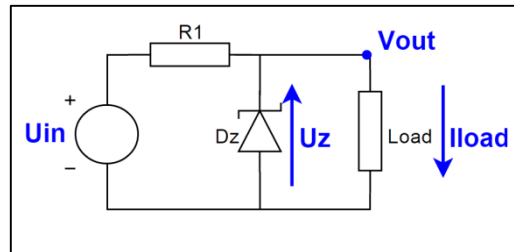


Figure 1 : Exemple de régulateur linéaire

A l'opposé, dans un convertisseur à découpage, l'échange d'énergie entre l'entrée et la sortie se fait en quantités finies. Il n'y a donc, en théorie, pas de gaspillage d'énergie et il en découle un rendement largement plus élevé.

En prenant l'exemple du convertisseur Buck (fig. 2), le signal de tension d'entrée (V_{in}) est découpé par l'interrupteur S1. L'interrupteur S2, commandé en opposition de phase avec l'interrupteur S1, n'est présent que pour assurer une continuité du courant dans la boucle de sortie (Buck synchrone). Le signal discontinu obtenu en sortie de l'interrupteur S1, après découpage, est l'image de ce transfert en quantités finies d'énergie. Ce signal devient continu après son passage dans un filtre de sortie (passe-bas composé de l'inductance L et de la capacité C). Une tension continue est ainsi obtenue sur la sortie (V_{out}) avec une amplitude directement dépendante du rapport cyclique avec lequel commute l'interrupteur.

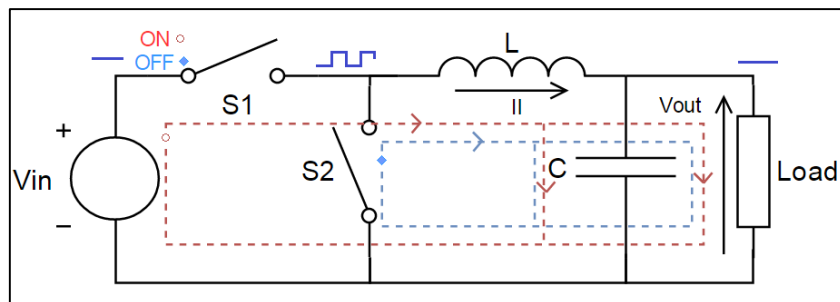


Figure 2 : Convertisseur à découpage Buck

3. Le Buck synchrone avec régulation hystérétique

La topologie proposée par TAS-B regroupe une architecture Buck synchrone (partie en gras sur la fig. 3) et une régulation de type hystérétique qui contrôle les deux interrupteurs du Buck.

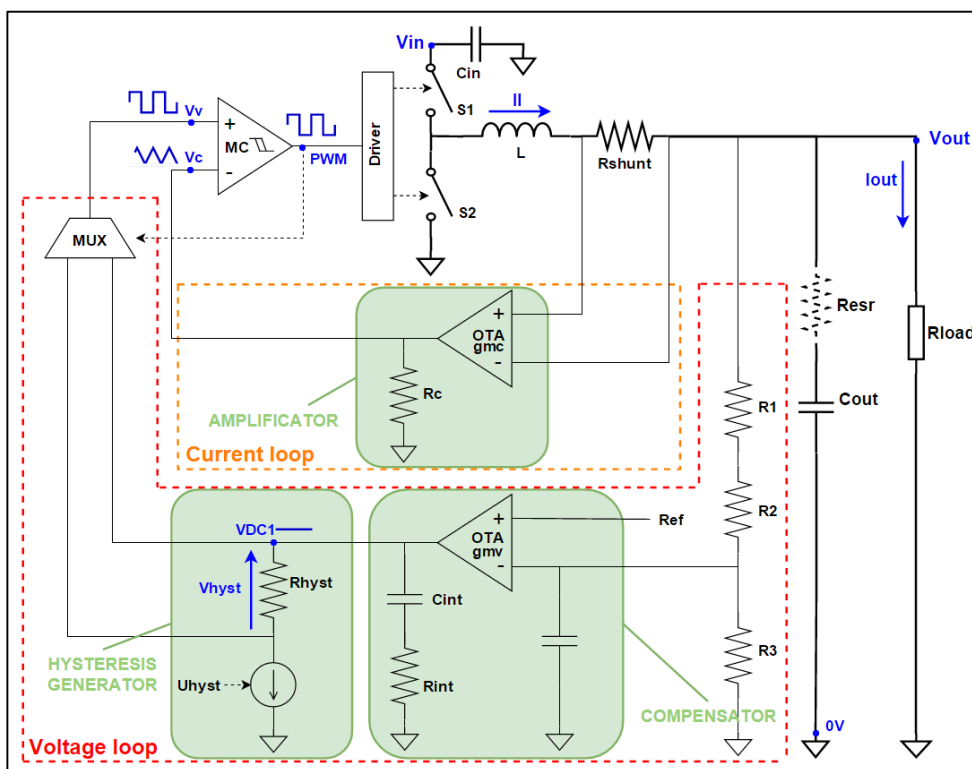


Figure 3 : Buck synchrone avec régulation hystérétique

La régulation utilise deux boucles en cascade. La première boucle (voltage loop) mesure l'erreur entre une référence de tension (Ref), image de la tension de sortie désirée, et la tension réelle de sortie. Cette erreur est soumise à un compensateur qui définira la dynamique du convertisseur (cfr. section 3.2). Ce compensateur génère sur sa sortie une tension continue (V_{DC1}) à laquelle est soustraite, ou non, un niveau de tension appelé hystérèse (d'amplitude V_{hyst}), en fonction de l'état du signal de commande (PWM). Ce niveau de tension est généré par une source de courant commandée qui permet donc de faire varier l'amplitude de l'hystérèse (via U_{hyst}). Suite à la soustraction de cette hystérèse de manière discontinue, un signal carré (V_v) est obtenu en sortie de la première boucle.

C'est en comparant la sortie de cette première boucle avec celle de la deuxième (V_c en sortie de la current loop) qui est l'image amplifiée du courant dans l'inductance (I_l), que le signal de commande des interrupteurs est généré. C'est ce signal qui actionnera les deux interrupteurs de façon à maintenir la tension désirée en sortie du convertisseur.

Les formes d'ondes du signal de commande et celles en sortie des deux boucles de la régulation sont présentées à la figure 4. En outre, un tableau y reprend les deux états possibles du convertisseur. L'état où l'hystérèse est soustraite lorsque l'interrupteur S1 est fermé et l'état inverse où elle ne l'est pas lorsque S1 est ouvert.

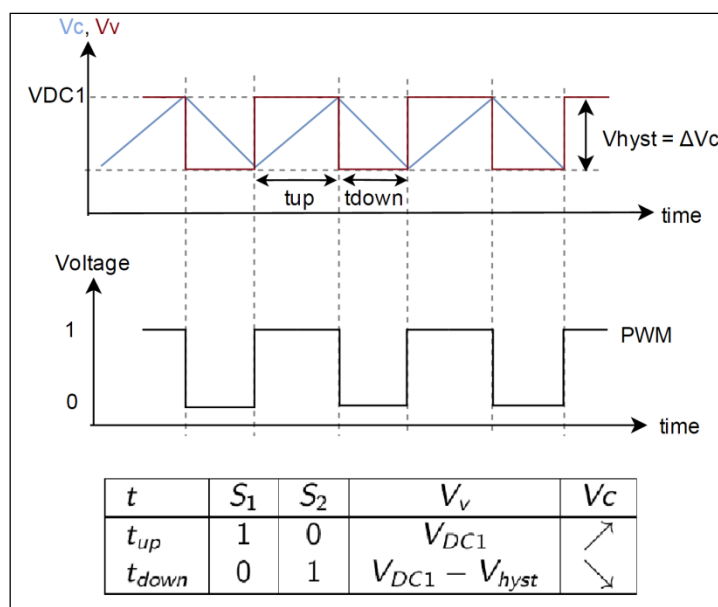


Figure 4 : Formes d'ondes du convertisseur étudié

Cette loi de commande se distingue des structures classiques sur deux aspects : premièrement, sa fréquence de commutation qui n'est pas fixe pour une consigne de tension donnée et, deuxièmement, sa méthode de compensation qui offre une réponse en boucle fermée remarquable pour une procédure de réglage simplifiée. Ces points sont approfondis dans les deux sections qui suivent.

3.1. Fréquence de commutation

C'est après une analyse mathématique approfondie du système qu'on constate le premier point particulier de cette topologie. Sa fréquence de commutation n'est pas fixe et dépend de la relation non-linéaire suivante :

$$f_{sw} = g_{mc} \cdot R_{shunt} \cdot \frac{V_{out} \cdot V_{in} - V_{out}^2}{V_{hyst} \cdot L \cdot V_{in}}$$

| | | |
|------|-------------|---|
| Avec | f_{sw} | La fréquence de commutation du convertisseur |
| | g_{mc} | Le gain de l'amplificateur sur la boucle de courant |
| | R_{shunt} | La valeur du shunt qui mesure le courant d'inductance |
| | L | L'inductance utilisée |
| | V_{out} | La tension de sortie du convertisseur |
| | V_{in} | La tension d'entrée du convertisseur |
| | V_{hyst} | L'amplitude de l'hystérèse |

Ainsi, la fréquence dépend de plusieurs paramètres théoriquement fixes (g_{mc} , R_{shunt} , V_{out} , L) mais également de la tension d'entrée (V_{in}) variant non-linéairement et de l'amplitude ajustable de l'hystérèse (V_{hyst}). C'est sur cette dépendance mise en évidence à la figure 5 que se base le contrôle de fréquence présenté au chapitre 4.

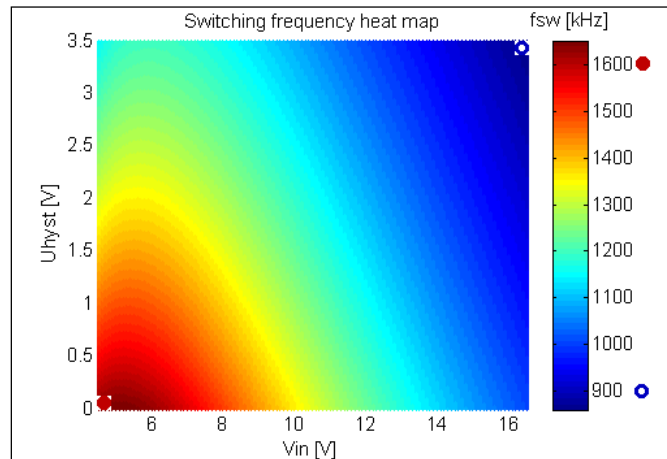


Figure 5 : Carte thermique de la fréquence de commutation

3.2. Méthode de compensation

Sur le convertisseur étudié, la dynamique de boucle est définie par un compensateur de type avance-retard de phase (marqué « compensator » sur la figure 3).

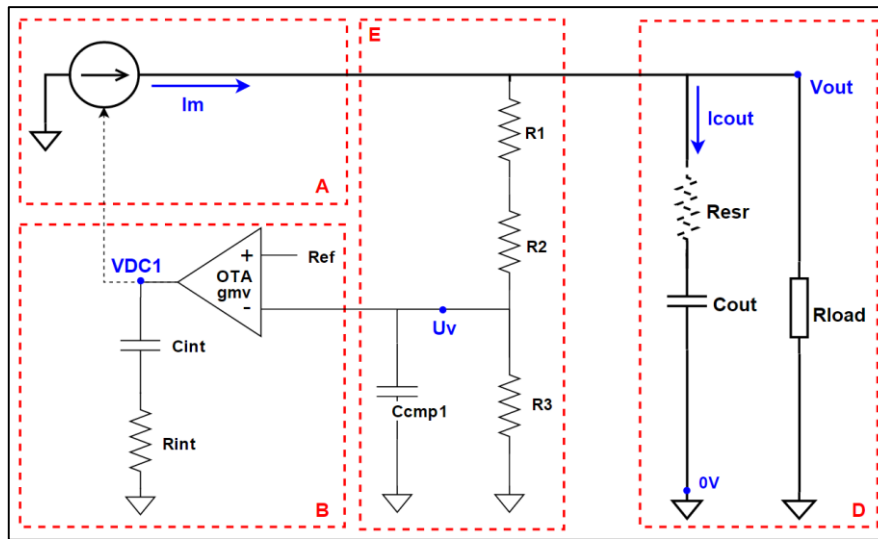


Figure 6 : Schéma linéarisé du convertisseur

C'est en analysant mathématiquement, dans le domaine de Laplace, le schéma linéarisé du système (fig. 6), qu'il est possible de définir les différents pôles et zéros de la boucle en rejet de perturbation de charge :

- $f_{p1} = 0$ Pôle du compensateur (partie B)
- $f_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{int} \cdot C_{int}}$ Zéro du compensateur (partie B)
- $f_{p2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{load} \cdot C_{out}}$ Pôle du système (partie D)
- $f_{z2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{esr} \cdot C_{out}}$ Zéro du système (partie D)
- $f_{p3} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_3 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3}) \cdot C_{cmp1}}$ Pôle du compensateur (partie E)

Il en découle une procédure de compensation qui consiste à compenser les pôles/zéros provoqués par la charge (R_{load}), la capacité de sortie (C_{out}) et sa résistance parasite (R_{esr}), à l'aide des pôles/zéros du compensateur (sous-système E et B).

La procédure est théoriquement non-itérative et se définit comme suit :

- a) Choix préalable de la capacité de sortie en fonction du filtrage souhaité
- b) Compensation du zéro produit par la capacité de sortie et sa résistance parasite par un pôle du compensateur :

$$f_{z2} = f_{p3}$$

- c) Compensation du pôle produit par la charge et la capacité de sortie par un zéro du compensateur :

$$f_{p2} = f_{z1}$$

- d) Ajuster le gain du compensateur (g_{mv}) en fonction de la bande passante désirée.

Cette procédure de compensation simplifiée permet, à terme, d'obtenir une réponse en boucle de type intégrateur pur, représentée dans le diagramme de Bode par une droite décroissante à -20dB/décade pour le gain et une droite horizontale de -90° pour la phase. Cette tendance est retrouvée en pratique (fig. 7) et garantit une marge de gain infinie, une marge de phase proche de 90° (soit 30° supérieure au minimum exigé dans l'aérospatiale) et une bande passante unique et facilement ajustable.

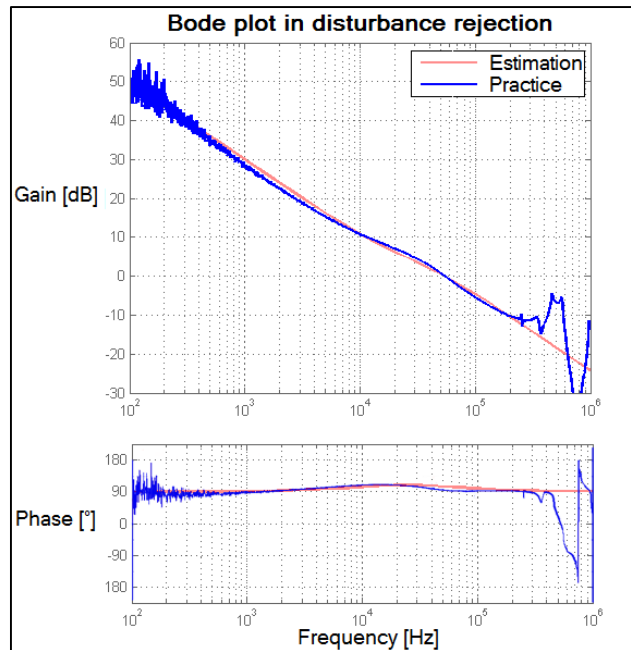


Figure 7 : Comparaison pratique/théorie de la réponse en boucle

3.3. Application et résultats pratiques

Un premier prototype du convertisseur (fig. 8) a été conçu dans le but de valider les recherches théoriques et les définitions mathématiques obtenues lors de la pré-étude. Ce prototype a permis de valider le modèle théorique et de mettre en lumière les différentes lacunes du circuit. Ces lacunes, principalement matérielles (composants peu efficaces), ont pu être corrigées pour aboutir à un deuxième prototype opérationnel.

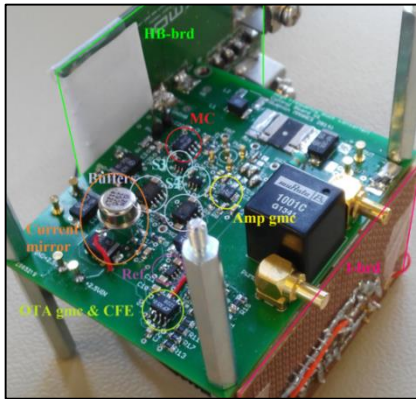


Figure 8 : Prototype 1

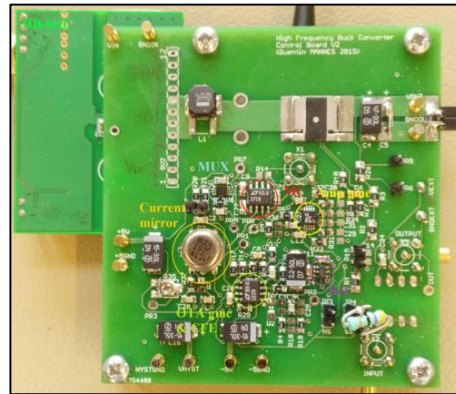


Figure 9 : Prototype 2

Avec pour objectif de réduire la taille des filtres et des composants magnétiques du circuit, le deuxième prototype a été conçu pour fonctionner à haute-fréquence. Celui-ci, bien plus efficace que le premier, fournit les caractéristiques suivantes pour une tension de sortie de 3.3V et une charge inférieure à 1W :

- Un rendement de 75%
- Une fréquence atteignable de 6.5MHz
- Une marge de phase supérieure à 80° et de gain infinie

Le rendement du convertisseur est donc largement au-dessus du rendement moyen fourni par le régulateur linéaire actuellement implanté dans le DPC (en moyenne inférieur à 20%). Le prototype permet également d'atteindre une fréquence de découpage beaucoup plus élevée que ce qu'il se fait actuellement à TAS-B (plus de trente fois supérieure) tout en offrant une stabilité et une réponse en boucle accrue par rapport aux autres méthodes de régulation analogique classiques. Le choix de cette topologie comme alternative au régulateur linéaire du DPC est donc justifié.

4. Régulation de fréquence

Dans le secteur aérospatial et pour des raisons de fiabilité, il est exigé de tout élément parasite qu'il soit maîtrisé par une quantification et une connaissance pointue de ses effets. C'est le cas des interférences électromagnétiques (IEM).

Les IEM sont causées par des pointes de courant haute-fréquence et de grande amplitude, qui peuvent se transmettre à des circuits externes par conduction (pistes conductrices) ou par rayonnement lorsque ces pointes de courant passent dans des boucles (provoquant des ondes électromagnétiques). Sur le convertisseur étudié, ces IEM sont, en majeure partie, causées par la commutation des interrupteurs. La fréquence des interférences générées est donc directement dépendante de la fréquence de découpage du convertisseur.

Pour atténuer les effets des IEM, l'utilisation de filtres ou de mesures passives (espacement des circuits, blindage, etc.) est requise. Ces solutions sont dimensionnées en fonction de la fréquence des interférences et exigent, pour une fréquence de commutation variable, un filtrage des IEM sur une gamme de fréquences plus large. Cela s'accompagne d'une augmentation de la taille et du poids des filtres. Il en découle donc inévitablement une augmentation des coûts de transport et de fabrication.

C'est pour éviter ce surdimensionnement qu'il est souhaitable de fixer la fréquence de découpage du convertisseur en utilisant le mode de régulation proposé dans ce chapitre.

4.1. Solution proposée

Comme indiqué dans la section 3.1, la fréquence de commutation du système est fortement dépendante de l'amplitude de l'hystérèse. La solution proposée pour fixer la fréquence du convertisseur consiste donc à tirer parti de cette dépendance en agissant sur la source de courant commandée (U_{hyst}) pour indirectement agir sur l'amplitude de l'hystérèse et donc aussi sur la fréquence.

L'amplitude de l'hystérèse, nécessaire pour maintenir une fréquence unique est définie par un régulateur proportionnel-intégral qui agit sur l'erreur existante entre la consigne de fréquence (f_{sp}) et la fréquence effective du convertisseur (f_{sw}). On a ainsi une boucle fermée qui fixe activement la fréquence du convertisseur pour une tension d'entrée et de sortie variable (fig. 10).

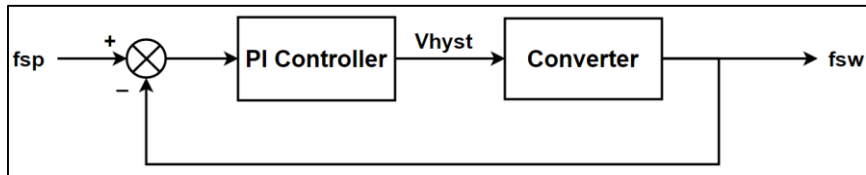


Figure 10 : Boucle de régulation de fréquence

4.2. Application et résultats pratiques

En pratique, la boucle est implémentée dans un microcontrôleur qui mesure directement la fréquence du convertisseur sur le signal de commande des interrupteurs (V_{PWM1}). Il traite cette valeur au moyen d'un algorithme proportionnel-intégral et sort ensuite un signal discontinu avec un rapport cyclique qui est l'image de l'amplitude nécessaire de l'hystérèse pour maintenir la fréquence souhaitée. C'est après le filtrage de ce signal discontinu (V_{PWM2}) que le signal continu (V_{DC}), contrôlant la source de courant, est obtenu et appliqué au convertisseur (fig. 11).

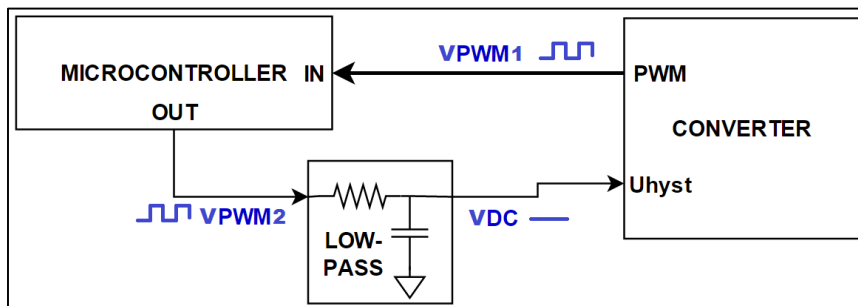


Figure 11 : Setup pratique du contrôle de fréquence

L'algorithme de contrôle en fréquence a été expérimenté avec succès sur le deuxième prototype du convertisseur. Les formes d'ondes du système peuvent être observées à la figure 12 pour une consigne en fréquence de découpage de 2MHz. On voit que, fidèle au fonctionnement du système, le rapport cyclique du signal de sortie du microcontrôleur (V_{PWM2}) est ajusté pour garantir la fréquence souhaitée du signal de contrôle (V_{PWM1}).

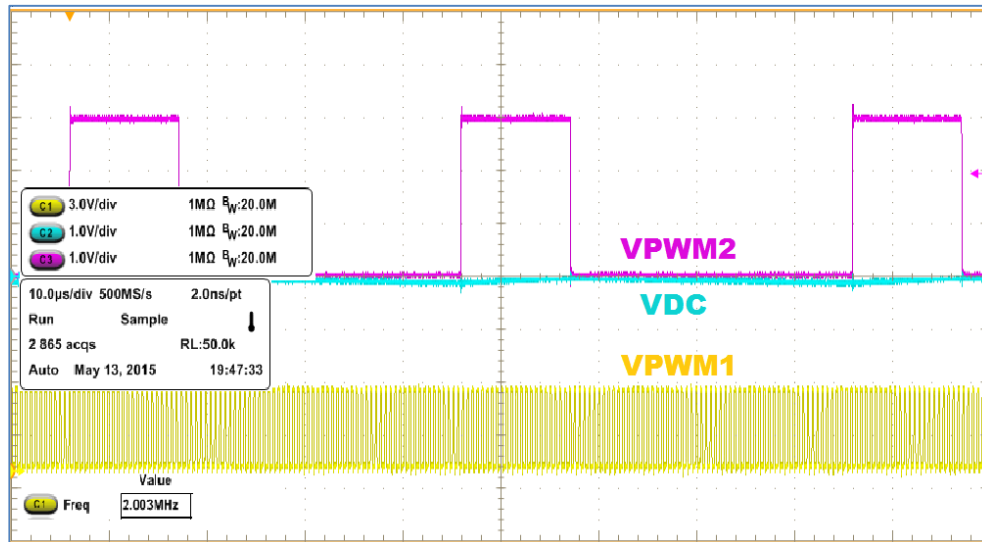


Figure 12 : Formes d'ondes pour un contrôle de fréquence à 2MHz

5. Conclusion

Cet article a présenté, de manière succincte, la topologie du convertisseur DC-DC et la loi de contrôle mise au point par Thales Alenia Space Belgium pour remplacer l'alimentation linéaire actuelle de son contrôleur numérique (DPC).

Les points originaux de cette topologie, à savoir sa fréquence de commutation variable et sa méthode de compensation, ont été abordés dans l'article. De même, des résultats pratiques ont été présentés et ont mené à la justification du choix de cette topologie dans ce cadre d'application.

Finalement, la problématique d'une fréquence de commutation variable a été étudiée et une solution pour la fixer a pu être mise au point et appliquée avec succès sur un prototype.

Cet article découle d'un travail de fin d'étude. Le lecteur est invité à s'y référer pour de plus amples informations sur le sujet [1].

6. Sources

- [1] MANNES, Quentin (auteur), *Study of a Hysteretic Regulator and Switching Frequency Control Applied to a Low-Power and High-Speed Buck Converter : Travail de fin d'études*, Bruxelles, Ecam, 2015, 313 p.