

Régulation magnétique pour les convertisseurs spatiaux multi-sorties

Denis SCHWANDER

CNES

Marc MARMOUGET

STEEL ELECTRONIQUE

RESUME : les principes de régulation magnétique qui consistent à utiliser la saturation de composants magnétiques pour effectuer des commutations dans les systèmes de conversion de puissance étaient connus bien avant l'ère du transistor. Ils constituaient les seuls systèmes de commutation avant l'usage massif des semi-conducteurs de puissance. Par la suite ils ont permis de réaliser à moindre coût les alimentations multi-sorties des premiers ordinateurs personnels en réduisant l'usage de semi-conducteurs actifs. Désormais leur utilisation reste marginale par rapport aux solutions intégrées à semi-conducteur. Il reste néanmoins des cas où leur usage pourrait s'avérer particulièrement pertinent compte tenu de leur simplicité, robustesse, de leur qualité inhérente du point de vue CEM et de leur tolérance aux selfs de fuite. Leurs qualités CEM ont récemment suscité un regain d'intérêt pour des applications très basse tension. Dans les applications spatiales, il est possible de les mettre en œuvre dans des distributions de puissance complètes à partir d'un onduleur centralisé, d'une distribution alternative suivi de postrégulateurs isolés galvaniquement. Comparativement à la même distribution de puissance mettant en œuvre un convertisseur centralisé suivi de POLs on dispose, en plus, d'isolation galvanique entre les différentes sorties ainsi que d'une dégradation moindre du rendement (présence d'un seul étage de découpage actif). Dans cet article nous présentons deux types de mise en œuvre de convertisseurs à régulation magnétique dans le cadre d'un cahier des charges spatial. Les problèmes intrinsèques à la régulation magnétique ainsi que les limites de fonctionnement liés aux éléments parasites sont également traités. Les bonnes performances EMC liées aux commutations magnétiques sont à souligner.

Mots-clés : *régulation magnétique, inductance saturable, convertisseur, multi-sorties, magamp*

1. INTRODUCTION

Nous avons développé deux types de systèmes d'alimentation multi sorties pour équipements spatiaux réalisés à partir de solutions à commutations magnétiques. La première utilise une structure asymétrique [1-9] dont le principe originel revient à Ramey [1], la seconde constitue son équivalent symétrique [8-12]. De nombreux travaux concernant les aspects régulation ont été menés dans le passé sans toutefois apporter des réponses convaincantes lorsqu'il s'agit de les mettre en œuvre avec un cahier des charges exigeant compatible avec tous les comportements transitoires ou marginaux (fonctionnement à vide, susceptibilité vis-à-vis de la tension primaire, performances en régulation, ...). Un débat restait notamment ouvert sur le mode de régulation optimum (contrôle en courant, ou en tension). Dans un premier temps nous allons présenter les deux types d'architectures asymétriques, symétriques retenues en les situant parmi d'autres solutions à régulation magnétique.

Dans un second temps on abordera la problématique du mode de contrôle. Dans un troisième temps on abordera les limites de fonctionnement liés aux éléments parasites.

Une fois ces points abordés on se concentrera sur les résultats les plus pertinents obtenus à partir de ces deux solutions. Les objectifs que l'on s'est fixés pour ces deux architectures de convertisseur sont : faible signature EMC, courbe de rendement étendue pour une large plage de variation de charge, ainsi que des réponses transitoires comparables à celles obtenues avec des solutions à semi-conducteurs de puissance seuls.

2. LES DIFFERENTS TYPES DE POSTREGULATEURS MAGNETIQUES

2.1. Architecture bi-sorties à partir de structure Flyback

Cette topologie particulièrement simple, couramment utilisée dans le spatial pour des convertisseurs faible puissance, a été la première à être retenue et étudiée dans le cadre d'une adaptation de la régulation magnétique pour des besoins multi-sorties. Il s'avère que sa mise en œuvre avec régulation magnétique conduit à des contraintes de répartition de puissance de sortie ainsi qu'à une complexité de dimensionnement beaucoup plus difficile à maîtriser comparativement aux concepts à transfert direct [12-14]. A la suite de différentes études internes, on constate que ce concept permet de répondre à un besoin ponctuel avec une seule sortie supplémentaire régulée magnétiquement [15], les autres si besoin, restant cross-régulées ou avec régulateurs linéaires. Un nombre de sorties régulées magnétiquement plus important serait a priori théoriquement possible en imposant un fonctionnement séquentiel (références de tension de sortie différentes). Il se trouve qu'en pratique ce mode de fonctionnement conduit à des instabilités de séquençage en fonction des répartitions de charge et le rend donc inapte à une application multi-sorties exigeante lors des régimes transitoires.

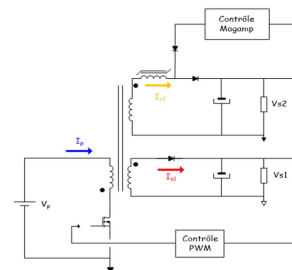


Fig. 1 : Architecture flyback bisorties, une seule sortie supplémentaire régulée magnétiquement.

2.2. Architectures Multi Sorties à transfert direct

Pour une mise en œuvre d'un nombre de sorties post régulées plus important (>2) seules les solutions à transfert direct s'imposent. Afin de répondre à un cahier des charges multi-sorties très large on s'intéressera à des structures avec post-régulation magnétique et transformateurs indépendants pour chaque sortie. (Pas de cross régulation, pas de transformateur commun). L'une sera réalisée à partir de structures asymétriques, l'autre à partir d'une solution symétrique.

2.2.1. Distribution de puissance à partir d'une structure asymétrique

La mise en œuvre des structures forward à régulation magnétique se fait habituellement à partir d'un convertisseur forward mono-interrupteur associé à une sortie régulée côté primaire et des sorties régulées magnétiquement avec un seul transformateur [3-5]. Cette topologie reste contraignante dans le cas d'une mise en œuvre modulaire et nous nous orientons donc vers une architecture composée d'un étage primaire centralisé de type demi-pont asymétrique [6] suivi d'une mise en parallèle de modules à régulation magnétiques à transformateurs indépendants. Contrairement au concept classique seul un rapport cyclique fixe ($<50\%$) ou corrigé en fonction de la tension d'entrée ($\delta \times V_e \sim \text{constant}$) sera mis en œuvre. Ce procédé permet de traiter toutes les sorties de manière identique et en simplifie la complexité (suppression des interactions entre régulations). L'intérêt des deux choix sera discuté chap 3. La structure demi-pont asymétrique présente le triple avantage de ne pas dissiper l'énergie des selfs de fuite des transformateurs à chaque commutation, de limiter les contraintes en tension des interrupteurs à la tension primaire, ainsi que de supprimer la présence de l'enroulement de démagnétisation.

La mise en parallèle simple de transformateurs au primaire à partir de structures forward (figure 2) semblerait à priori une solution triviale, mais elle n'est pourtant pas utilisable en l'état : en effet pour un fort déséquilibre de consommation entre sorties, les phases de magnétisation diffèrent légèrement (chutes de tension résistives) alors que les phases de démagnétisations restent identiques. Cet effet conduit pour une répartition de charge déséquilibrée à la saturation du transformateur le moins sollicité, comme le montre la figure 3. Cette difficulté nous a amené à mettre en œuvre plusieurs dispositifs tolérants à ce déséquilibre, dont l'un est illustré Figures 4-5

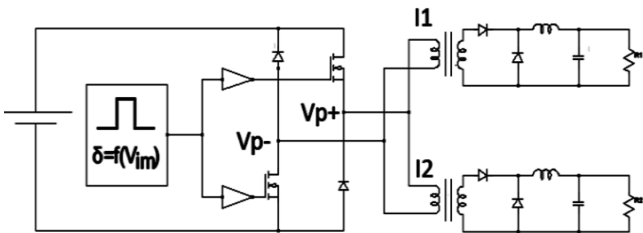


Fig. 2 : Système forward asymétrique à transformateurs indépendants sensible aux dissymétries de charge.

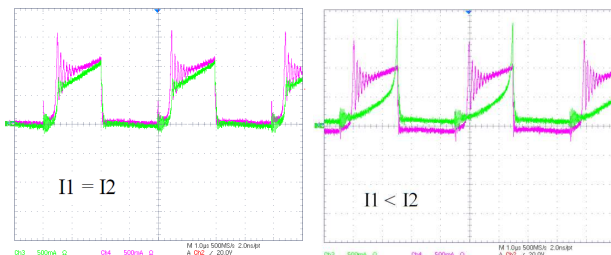


Fig. 3 : Effet de la répartition de consommation avec une mise en parallèle directe de cellules de redressement forward avec transformateurs indépendants : fonctionnement normal en cas de charges équilibrées, saturation en cas de déséquilibre de consommations.

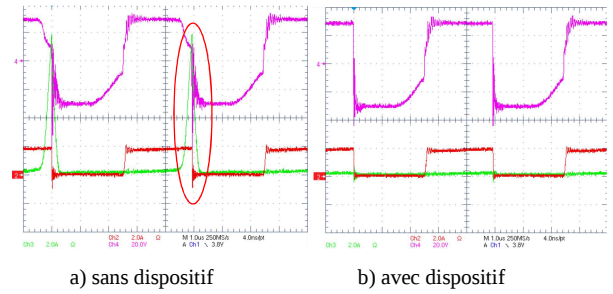


Fig. 4 : Comportement des courants alternatifs primaires en cas de charges déséquilibrées, avec et sans dispositif anti-saturation : en vert courant correspondant à la sortie $V_{s1} = 13V$ $I_{s1} = 30mA$, en rouge courant correspondant à la sortie $V_{s2} = 14V$ $I_{s2} = 1.8A$.

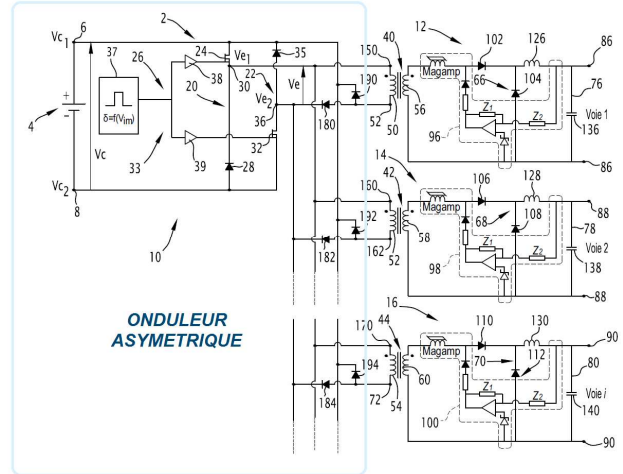


Fig. 5 : Système asymétrique : onduleur asymétrique avec postrégulateurs magnétiques indépendants de type « Ramey » mis en parallèle, associé à un dispositif anti saturation des transformateurs [16] (extrait brevet CNES STEEL). La désaturation se fait indépendamment pour chaque transformateur.

2.2.2. Distribution de puissance à partir de structure symétrique

Afin de s'adapter à des niveaux de puissance plus élevés ou des niveaux de bruit plus faibles, nous nous sommes également intéressés aux structures symétriques. Notre choix s'est prioritairement porté sur une architecture réalisée à partir d'un onduleur symétrique de type demi-pont suivi de post régulateurs magnétiques de type forward symétrique (figure 6).

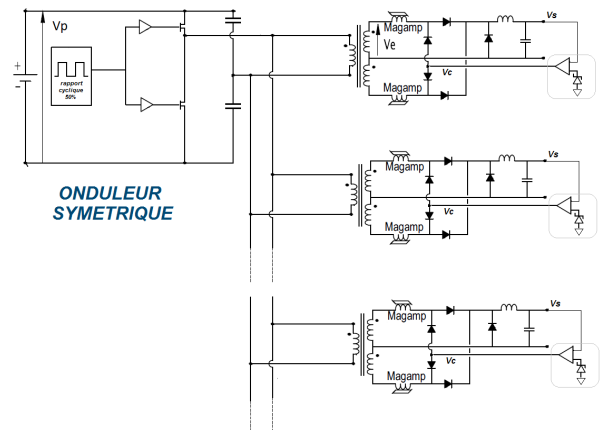


Fig. 6 : Système symétrique : onduleur demi-pont symétrique avec postrégulateurs magnétiques de type forward symétriques classiques (self et diode de roue libre commune).

Compte tenu de la symétrie, la mise en parallèle de transformateurs ne nécessite plus de dispositif anti saturation. Comme on pourra le constater plus tard, ces structures

présentent également d'autres intérêts, certes au prix d'un plus grand nombre de composants.

L'architecture symétrique permet également d'envisager d'autres types de modules symétriques à régulation magnétique, notamment le module suivant : il consiste en une mise en parallèle directe de deux modules asymétriques (figure 7). À partir d'un transformateur identique à celui du post régulateur symétrique (figure 6) il divisera sa tension de sortie par 2.

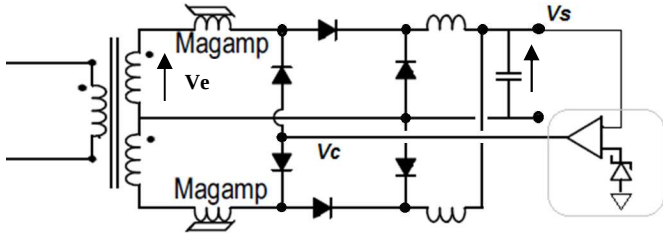


Fig. 7 : Postrégulateur magnétique de type forward symétrique avec selfs et diodes de roue libre indépendantes.

D'autres structures sont envisageables notamment les versions de type doubleur, qui se présentent en deux versions très différentes : la première contrôlable avec une source de courant uniquement [17], la seconde contrôlable en courant ou en tension [18].

3. METHODES DE REGULATION DES POSTREGULATEURS MAGNETIQUES : MODE COURANT, MODE TENSION

À part quelques exceptions, la régulation des post-régulateurs magnétiques peut se faire aussi bien par contrôle courant, que par contrôle en tension. Des débats existent sur l'intérêt de l'un et de l'autre de ces modes. A l'origine seul le mode courant était possible pour les premiers régulateurs magnétiques, raison liée aussi bien à la topologie, qu'aux caractéristiques des matériaux (profil d'hystérésis insuffisamment rectangulaire).

Par la suite, le mode courant a été mis en avant par rapport au mode tension et à juste titre pour des raisons de rapidité de la boucle de régulation [19] : les deux modes réalisent un contrôle du rapport cyclique en équilibrant les flux magnétiques à chaque période et devraient donc présenter la même rapidité. Il se trouve que le contrôle courant réalise l'équilibre des flux en fin de démagnétisation alors que le contrôle tension le réalise durant tout le cycle de démagnétisation. Cette subtilité conduit ainsi à un avantage pour le contrôle courant. La prise en compte de ces retards est quantifiée de manière simplifiée par [8] : elle consiste simplement à rajouter aux réponses des filtres ou des boucles, un déphasage proportionnel à la fréquence (c'est-à-dire un retard) dépendant du mode de régulation (différence d'un facteur 2 au maximum entre les deux modes). Compte tenu de l'écart entre les fréquences de découpage actuelles et les fréquences de coupure des filtres ($< f/10$), et parfois la présence de plusieurs phases, l'avantage du mode courant est désormais moins pertinent et la prise en compte du retard de commande sera négligée, comme le font la plupart des auteurs dans leurs analyses [20].

A partir de ce constat nous allons nous intéresser au lien qui existe entre la tension moyenne de sortie et la tension ou le courant de contrôle sur une seule période. En considérant ce lien direct instantané, les études de performances dynamiques et de stabilité se réduisent à la prise en compte de ce lien, des filtrages et des correcteurs mis en œuvre. En ce qui concerne la susceptibilité, il s'agira surtout de vérifier l'indépendance du paramètre de contrôle par rapport à la tension d'entrée sur la chaîne de puissance complète mise en œuvre. Comme on pourra

le constater d'autres critères de choix seront également à considérer

3.1. Le Convertisseur magnétique de type Forward asymétrique « Ramey converter »

Il s'agit du dispositif post régulateur magnétique le plus courant, pratiquement un des plus simples et déjà longuement étudié. De nombreuses publications et brevets le concernent, notamment au sujet des performances de régulation [20-26].

3.1.1. Approche simplifiée en tension.

L'approche contrôle en tension est celle qui reste la plus directe du point de vue comportemental.

Le pont asymétrique imposerait au premier ordre la même forme de tension au transformateur lors de la démagnétisation que celle subie lors de la magnétisation, mais inversée. L'équilibre des flux de magnétisation et de démagnétisation conduirait pour un demi-pont asymétrique (figure 8) à :

$$d \cdot V_e = \delta \cdot (V_e - V_c) \quad (1)$$

Comme

$$V_s = (\delta - d) \cdot V_e \quad (2)$$

On en déduit le lien théorique entre tension de contrôle et tension de sortie indépendant de la tension d'entrée comme de la charge.

$$V_s = \delta \cdot V_c \quad (3)$$

Avec : δ rapport cyclique onduleur variable, V_c tension de contrôle, V_s tension de sortie

Cette relation se simplifie pour un rapport cyclique fixe proche de 50%

$$V_s = V_c/2 \quad (4)$$

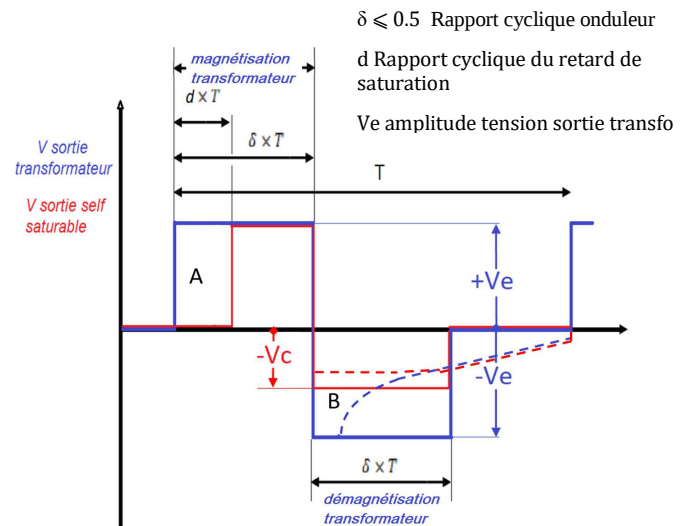


Fig. 8 : Equilibre des flux entre A et B pour un postrégulateur de type forward contrôlé en tension à partir d'un demi-pont asymétrique. En trait plein les formes de tension idéales, en pointillé formes de tension réelles. Aux faibles rapports cycliques la tension de contrôle réelle est plus faible que la tension théorique calculée : le courant de reset perturbe la démagnétisation du transformateur. Note : Il est nécessaire de préciser que démagnétisation B au cours de la demi période correspond à la démagnétisation A de la période suivante. Pour des raisons de commodité la représentation se fait sur le même cycle

D'un point de vue théorique, la régulation par tension de contrôle serait uniquement dépendante du rapport cyclique

onduleur et indépendante des variations de tension d'entrée comme de la charge en régime continu. En fait, on s'approchera de ce cas théorique uniquement dans le cas d'une inductance magnétisante du transformateur faible. En pratique les formes de tension de démagnétisation s'éloignent largement du profil idéal fonction du rapport cyclique lors de rapports cycliques faibles (figure 9) : le courant de contrôle de l'inductance saturable prélevée lors de la démagnétisation du transformateur vient écrouler la tension de démagnétisation du transformateur. Seul le cas $\delta \sim 50\%$ s'approche du comportement théorique, les cas $\delta < 50\%$ conduisent à des variations inverses (V_c diminue avec δ). Par contre l'indépendance de la tension de contrôle V_c en fonction de la tension d'entrée V_{bus} est relativement bien respectée.

Au vu de ces résultats, le contrôle en tension impose de travailler, soit à rapport cyclique fixe au voisinage de 50%, soit à rapport cyclique variable mais proche de la limite de régulation en fonction de la tension d'entrée, de manière à limiter les variations de la tension de contrôle V_c . Ce dernier choix présente l'intérêt de diminuer les pertes ainsi que le dimensionnement des inductances saturables. Une compensation du rapport cyclique primaire de type $\delta = \delta_0 + \delta_1/V_{bus}$ permet de réduire la susceptibilité et a été mise en œuvre dans notre solution asymétrique.

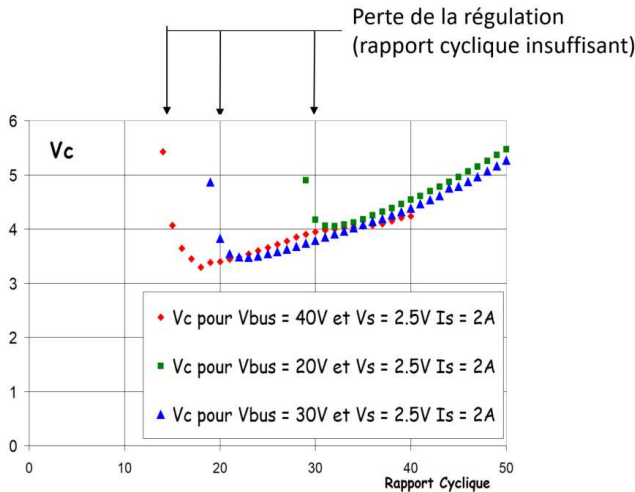


Fig. 9 : Evolutions de la tension de contrôle en fonction du rapport cyclique pour différentes tensions bus de puissance et une tension de sortie de 2.5V. On s'éloigne de la théorie dès que le rapport cyclique < 50%.

3.1.2. Approche simplifiée en courant.

Ce mode de régulation a fait l'objet de nombreuses publications avec une modélisation analytique relativement fine prenant en compte certains éléments parasites (capacité diodes, self de fuite) [24-26]. Contrairement au contrôle en tension, le contrôle en courant fait intervenir des caractéristiques supplémentaires, notamment la valeur de l'inductance saturable. Sans entrer dans le détail, une modélisation simple nécessite au moins deux hypothèses :

- le couple inductance de la self saturable associé à sa résistance parallèle globale doit présenter un temps de réponse $\tau = L_{Ma}/R_{eq}$ inférieur au temps de démagnétisation (à priori respecté pour une source de courant avec R infini et de faibles pertes self saturable). R_{eq} = résistance parallèle équivalente regroupant la caractéristique de la source de courant et des pertes de l'inductance saturable en mode non saturée.
- l'inductance magnétisante de la self saturable est limitée et suffisamment stable, hypothèse d'autant moins valide que le matériau est à cycle carré (figure 21 [34]).

Dans ces conditions il est possible d'effectuer le bilan des flux à partir du chronogramme en tension pendant la phase de magnétisation et de la courbe d'hystérésis figure 10 pendant la phase de démagnétisation.

Avec : d = rapport cyclique du retard, δ = rapport cyclique de l'onduleur asymétrique, V_e amplitude de la tension à la sortie du transformateur.

En négligeant la chute de tension de roue libre, on obtient la relation suivante :

$$d \cdot V_e \cdot T = \Phi_{sat} - \Phi_c(I_c) \quad (5)$$

Qui devient, en ne considérant que les variations du rapport cyclique et de celles du courant de contrôle :

$$\Delta d \cdot V_e \cdot T = L_{Ma} \cdot \Delta |I_c| \quad (6)$$

Qu'il faudra associer à la relation (7) pour déterminer les propriétés du contrôle courant :

$$V_s = (\delta - d) \cdot V_e \quad (7)$$

Cette analyse simple met en évidence les caractéristiques du contrôle courant.

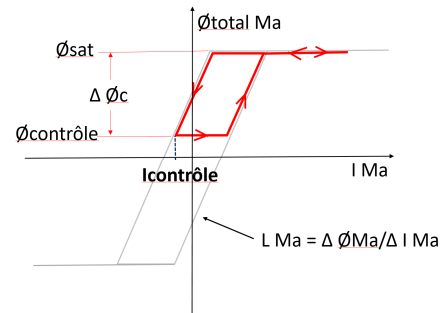


Fig. 10 : Cycle d'hystérésis de l'inductance saturable.

Comme pour le contrôle tension, le courant de charge n'intervient pas en régime continu. Contrairement au contrôle en tension, le contrôle courant réalise un contrôle indirect du rapport cyclique, le courant agit sur le temps mort $d \cdot T$ entre commutation switch et commutation de l'inductance saturable. Il reste lié à la tension d'entrée. Ce mode de contrôle est théoriquement indépendant des variations de tension d'entrée uniquement si le rapport cyclique respecte également le critère $V_e \times \delta$ constant. Dans ce cas $(\delta - d) \cdot V_e$ devient constant indépendamment des variations de V_e . Si le rapport cyclique reste fixe cette propriété est perdue et le courant de contrôle doit à nouveau compenser les variations de V_e , ce qui impliquerait une susceptibilité. Le contrôle courant est donc inadapté à un fonctionnement à rapport cyclique fixe.

À partir des résultats figure 11 il est possible de vérifier cette analyse :

- A rapport cyclique fixe le courant de contrôle varie fortement en fonction de la tension d'entrée.
- A rapport cyclique variable à critère $V_{bus} \times \delta$ constant on peut vérifier que le courant de contrôle varie peu en fonction de la tension d'entrée : en prenant la courbe à 30V comme référence, il est possible de tracer ce que devraient être celles à 20V et à 40V. Il se trouve que la corrélation est correcte à 20V mais l'est moins pour 40V. Ceci peut s'expliquer par un retard résiduel d'amorçage de l'interrupteur de l'onduleur utilisé, d'autant plus critique aux faibles rapports cycliques (retard lié au ralentissement volontaire de la mise en conduction pour limiter les perturbations EMC). Cet effet peut être corrigé avec une

compensation du rapport cyclique primaire de type : $\delta = \delta_0 + \delta_1/V_{bus}$.

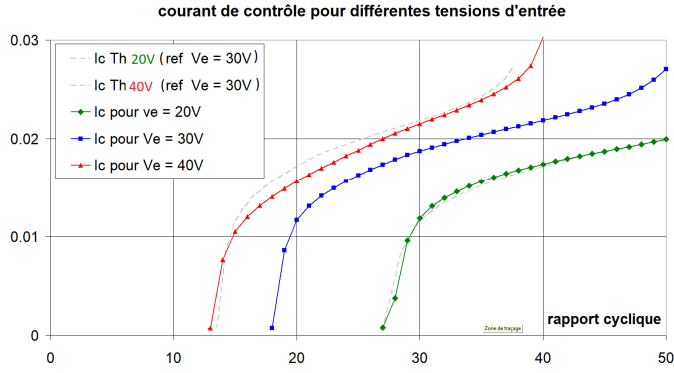
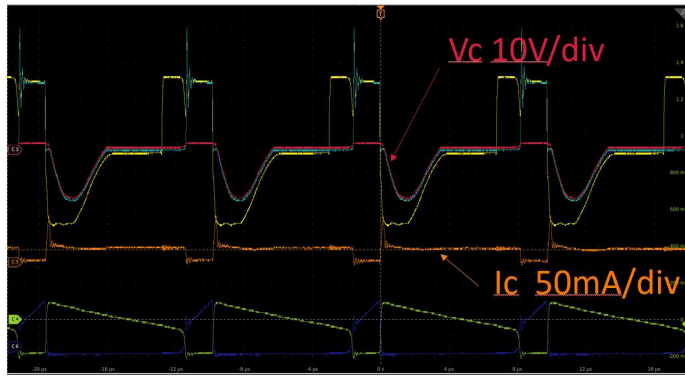
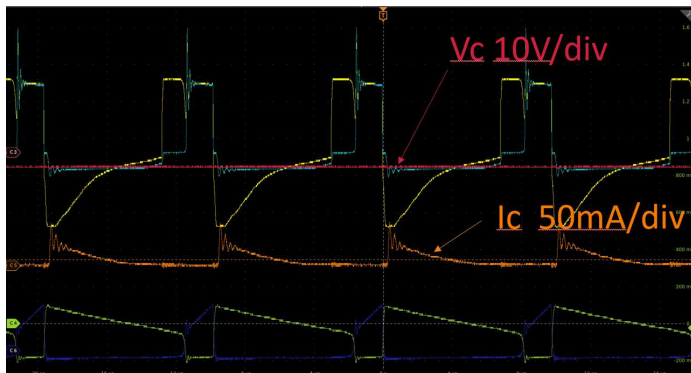


Fig. 11 : Evolutions du courant de contrôle (valeur crête) en fonction du rapport cyclique pour différentes tensions d'entrée. En gris les courbes idéales à 20V et 40V pour garder le critère $V_e \times \delta$ constant avec la caractéristique à 30V.

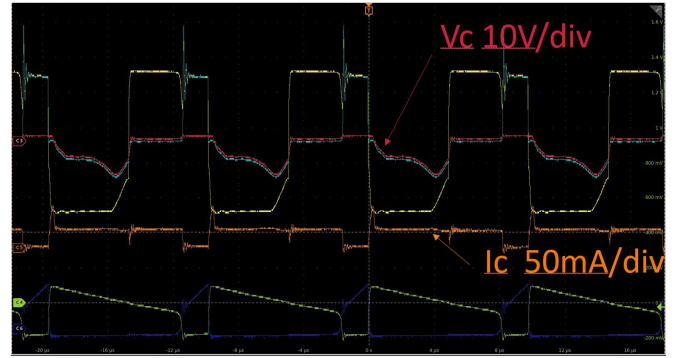
Le gain de boucle est directement lié à la self de l'inductance saturable (différente à chaque dimensionnement). Dans le cas d'un matériau à cycle d'hystérésis carré et suivant les choix de dimensionnement effectués, cette inductance peut devenir très élevée et le contrôle courant conduit à plus de fluctuations de tension de sortie que dans le cas du contrôle en tension, comme on le constatera plus tard. Dans les cas les plus défavorables il existe une réelle difficulté à stabiliser la boucle de régulation en mode courant. Le mode de contrôle par courant est actif durant la phase de démagnétisation mais débite du courant jusqu'à la première partie de la phase de magnétisation (figure 12), il reste plus consommateur d'énergie comparativement au mode tension pour une cellule forward classique (le courant est prélevé sur la tension de sortie).



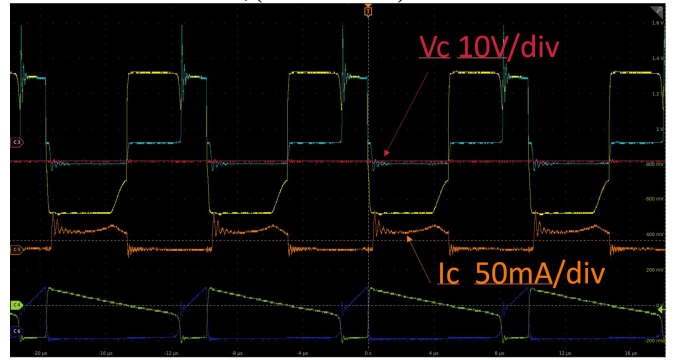
Contrôle courant, (tension variable) $V_{bus} = 30V$ $\delta = 30\%$



Contrôle tension, (courant variable) $V_{bus} = 30V$ $\delta = 30\%$



Contrôle courant, (tension variable) $V_{bus} = 30V$ $\delta = 50\%$



Contrôle tension, (courant variable) $V_{bus} = 30V$ $\delta = 50\%$

Fig. 12 : Comparaison entre contrôle courant et contrôle tension $V_{bus} = 30V$ $\delta = 30\%$ et $\delta = 50\%$. Légendes : rouge tension de contrôle, jaune sortie transformateur, bleu clair tension sortie self saturable, rouge tension de contrôle, orange courant de contrôle, bleu foncé courant diode de redressement, vert courant diode de roue libre

3.2. Le Convertisseur magnétique de type Symétrique

Comme le post-régulateur précédent le dispositif de type pushpull est connu depuis longue date. Légèrement plus complexe, il présente de très bonnes performances en susceptibilité par rapport à la tension primaire lorsqu'il est utilisé avec un rapport cyclique fixe de 50% et un contrôle en tension. Ce point est notamment mis en avant par [28]. Par ailleurs à dimensionnement de filtrage identique le niveau d'ondulation secondaire reste beaucoup plus faible pour des raisons évidentes : fréquence apparente double, variations de tension avant filtrage d'amplitude beaucoup plus faible. Ce point est particulièrement intéressant dans le cas d'exigences à très faible bruit.

3.2.1. Approche simplifiée en tension.

Pour un rapport cyclique de 50% suite à un calcul d'équilibre de flux on aboutit aux relations suivantes indépendantes de la tension d'entrée comme de la charge :

$$V_s = V_c \text{ avec self et diode de roue libre commune} \quad (8)$$

$$V_s = V_c/2 \text{ avec selfs et diodes de roue libre séparées} \quad (9)$$

Ces comportements indépendants de la tension d'entrée V_e et de la charge sont particulièrement bien vérifiés expérimentalement (figure 13) et mettent en évidence l'intérêt de ce type de structure du point de vue susceptibilité, comme le confirme [28].

Contrairement à la structure asymétrique le profil de tension est imposé lors de la démagnétisation, ce qui rend le comportement théorique d'autant plus proche de la réalité.

Il pourrait être tentant de réguler le rapport cyclique de l'étage demi-pont. Malheureusement les rapports cycliques inférieurs à 50% présentent deux inconvénients : en contrôle

tension elle fait perdre l'indépendance de la tension de contrôle par rapport à la tension d'entrée V_e et conduit également à une tension primaire du transformateur « particulièrement chahutée » mélangeant phases de conduction et phases de démagnétisation. Cette caractéristique est peu favorable à de bonnes performances EMC.

3.2.2. Approche simplifiée en courant

À partir des mêmes hypothèses que le forward asymétrique, on peut déterminer le comportement en contrôle courant. Les relations 5 et 6 restent valables pour un demi pont en notant que V_e = amplitude de la tension des demi-secondaires du transformateur. On peut associer la relation 6 aux 2 relations suivantes qui détermineront le comportement du contrôle courant.

Avec self et diode de roue libre commune

$$V_s = 2 \cdot (\delta - d) \cdot V_e \quad (10)$$

Avec self et diode de roue libre séparées

$$V_s = (\delta - d) \cdot V_e \quad (11)$$

A partir de ces relations on arrive aux mêmes conclusions qu'en régime asymétrique. À rapport cyclique fixe, notamment à 50%, le contrôle en courant sera susceptible. Ce point est confirmé par [28] et les mesures figure 14. A partir d'une prérégulation primaire qui rend le critère $V_e \times \delta$ constant le courant de contrôle pourrait rester constant et devenir indépendant de V_e mais ce point ne sera pas vérifié expérimentalement, notre onduleur de test étant limité à un rapport de 50 %, et compte tenu d'un risque de bruit plus important lié au rapport cyclique variable qui priverait cette structure symétrique de son principal intérêt.

3.2.3. Vérification expérimentales

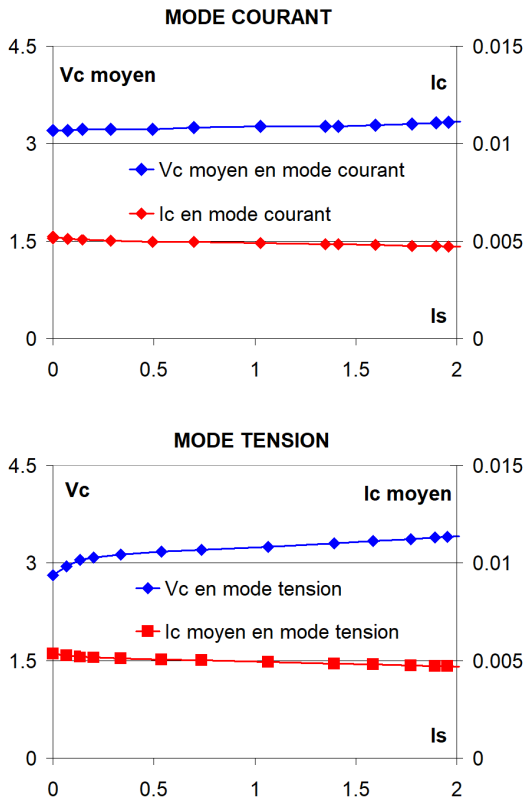


Fig. 13 : Evolutions des consignes de contrôle en mode courant et en mode tension en fonction du courant de sortie, pour un postrégulateur symétrique avec $V_s = 3.35V$ avec tension d'entrée $V_{bus} = 28V$.

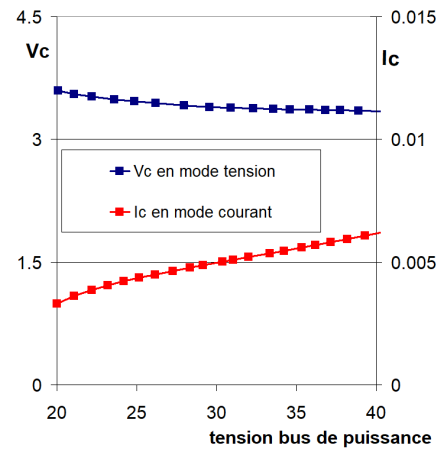


Fig. 14 : Evolutions des consignes de contrôle en mode courant,et en mode tension suivant la tension d'entrée V_{bus} , pour un postrégulateur symétrique avec $V_s = 3.35V$ $I_s = 2A$.

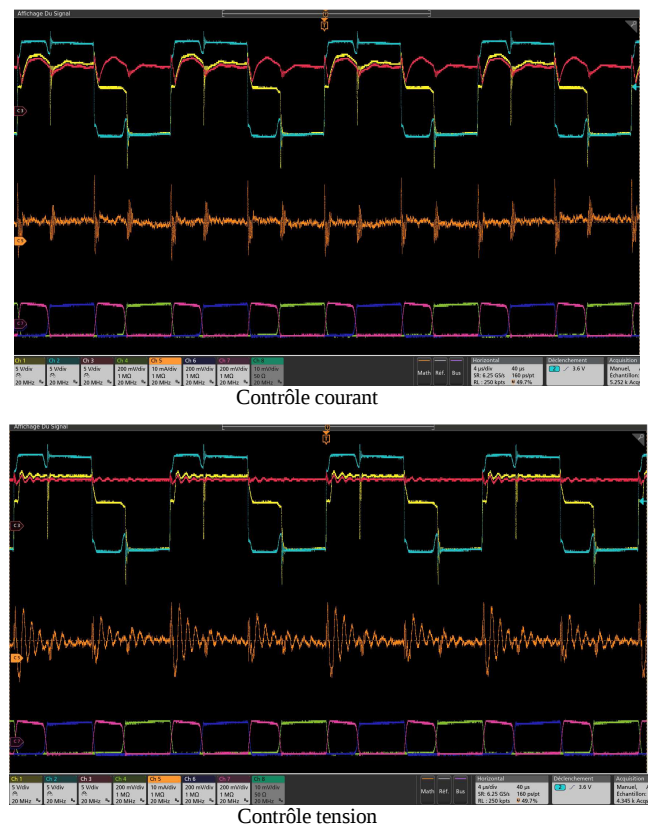


Fig. 15 : Comparaison contrôle courant avec contrôle tension. $V_{bus} = 30V$, $\delta = 50\%$. Légendes : rouge tension de contrôle, jaune sortie transformateur, bleu clair tension sortie self saturable, rouge tension de contrôle, orange courant de contrôle, bleu foncé et vert courant diodes de redressement, violet courant diode de roue libre.

Contrairement au post régulateur asymétrique il y a peu d'écarts entre les courants et les tensions correspondants aux différents modes de contrôle. Les deux modes de contrôle conduiront donc aux mêmes pertes bas niveau, contrairement au cas asymétrique.

On confirme que la charge intervient peu sur la valeur de consigne du contrôle, ce qui était effectivement prédit par l'approche simplifiée.

On confirme également que le contrôle en consigne de tension est celui qui conduit à la sensibilité la plus faible par rapport aux variations de la tension d'entrée.

3.3. Compatibilité avec la marche à vide et compensation du correcteur.

La tension ou le courant de contrôle doit à priori être référencée par rapport au 0V ou une tension fixe (figure 16 b). Il se trouve que dans ce cas, lorsque le courant consommé devient inférieur au courant de contrôle il y a perte de régulation et emballement du courant de contrôle. Une des solutions consiste à prélever le courant de reset sur la sortie de manière à réaliser en pire cas l'équilibre entre courants consommés et courants de désaturation des magamps ce qui évite cette situation. (fig 16 a)

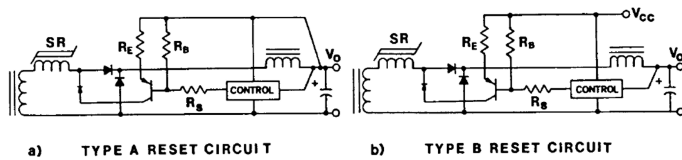


Fig. 16 : Extrait [20] schéma de contrôle en courant dans les deux modes.

En cas de contrôle courant il peut être judicieux d'utiliser cette contrainte pour réaliser une compensation dérivée à partir de la tension de sortie [20], ou en cas de contrôle tension de commander V_s à partir de la somme $V_c' = V_s + V_c$. Ce type de régulation conduit à des performances dynamiques meilleures comparativement à celles des systèmes contrôlés uniquement par V_c (figure 17) et à des circuits bas niveau particulièrement simples, qui à l'extrême peuvent se limiter à la présence d'une seule diode zener [37].

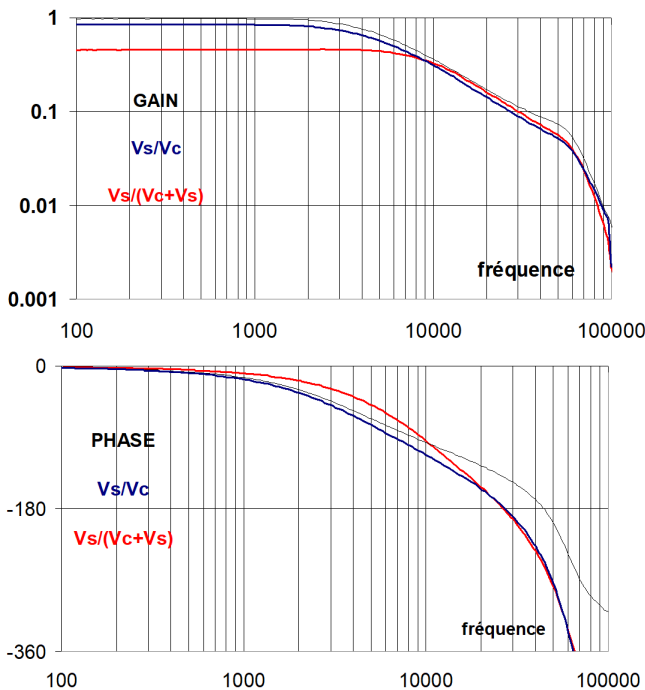


Fig. 17 : Comparaison des réponses en boucle ouverte du contrôle en tension d'un convertisseur symétrique : à partir de V_c en bleu (qui se résume à la réponse du filtre de sortie en trait fin) ou à partir de la somme $V_c + V_s$ en rouge. Une amélioration de la réponse peut être notée : gain en marge de phase entre 1kHz et 10kHz même au-delà de la réponse du filtre).

Une mesure de gain en contrôle courant a été effectuée en mesurant directement le courant des diodes de contrôle à partir d'une sonde de courant (figure 18). Le comportement n'est pas plus rapide qu'en contrôle tension et le choix du branchement du retour du courant de contrôle sur $+V_s$ ou $-V_s$ n'a que peu d'incidence, seule la courbe avec retour sur $+V_s$ est représentée. Cette absence de différence est liée à la fréquence de coupure basse de notre filtre par rapport à la fréquence de découpage. Aux fréquences élevées l'augmentation du déphasage avec la fréquence est effectivement constatée.

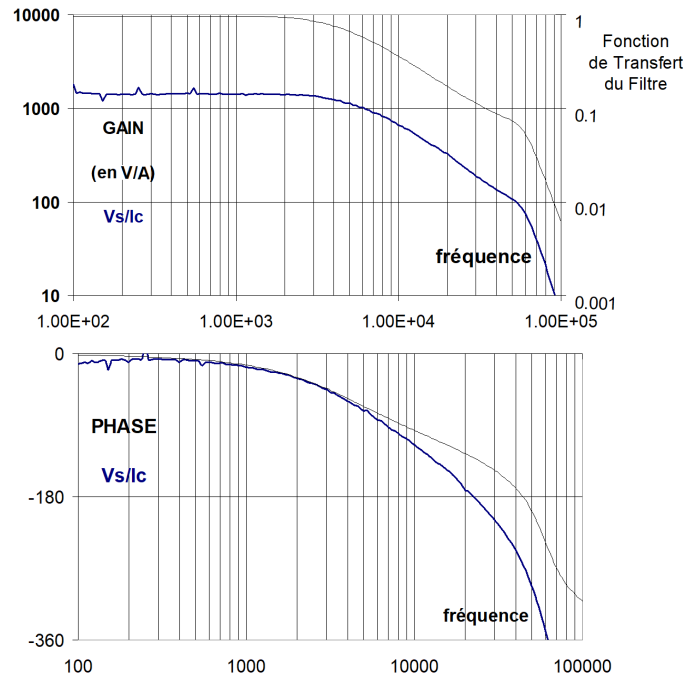


Fig. 18 : réponses en boucle ouverte du contrôle en courant sans correction d'un convertisseur symétrique (associé à la réponse du filtre de sortie en trait fin). Les performances en rapidité du contrôle courant ne sont pas meilleures qu'en contrôle tension simple pour notre exemple.

3.4. Bruit basse fréquence

Sur l'ensemble des essais effectués le mode courant conduit souvent à une légère perturbation en basse fréquence ($< 10\text{kHz}$), observable à la fois sur les oscillogrammes des tensions de sortie et sur les mesures obtenues à l'analyseur de spectre (figure 19). Ces perturbations légères se traduisent par une perturbation large bande en basse fréquence comme le montre la comparaison mode courant mode tension pour une structure forward asymétrique. Exactement le même phénomène est constaté sur la structure symétrique. Cet effet est plus ou moins marqué suivant le matériau et la structure et nous pousse à favoriser le mode tension qui limite cet effet. Il serait néanmoins intéressant de vérifier si cet effet se manifeste toujours avec des matériaux saturables à perméabilité plus faible qui présenteraient des non linéarités moins marquées.

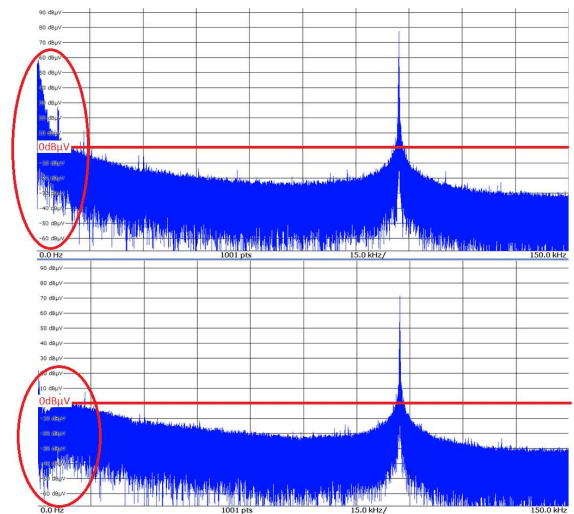


Fig. 19 : Comparaison contrôle courant ou contrôle tension sur le spectre de bruit de sortie d'un convertisseur de type forward asymétrique ($V_{bus} = 30\text{V}$, $\delta = 30\%$, $V_s = 2.5\text{V}$, $I_s = 2\text{A}$ (avec sonde de rapport $\frac{1}{2}$). Les spectres sont identiques mis à part en très basse fréquence où on constate une dégradation pour le mode courant. La raie principale est à 102kHz (fréquence de découpage)

3.5. Conclusions concernant les méthodes de contrôle

3.5.1. Rapidité

Dans le passé le contrôle courant a été largement mis en avant pour des raisons de rapidité. Il a effectivement été établi que le contrôle courant est plus rapide, en particulier si la fréquence de découpage se rapproche de la fréquence de coupure du régulateur en boucle ouverte [19]. Pour les fréquences de découpage actuelles et les fréquences de coupure des filtres mis en œuvre, ce critère n'est plus aussi prépondérant. Pour la structure symétrique étudiée, les mesures effectuées n'ont pas mis en avant l'intérêt du contrôle courant sur ce point. Ce point a également été testé sur la structure asymétrique et on aboutit aux mêmes conclusions pour les mêmes raisons.

3.5.2. Susceptibilité

Rapport cyclique fixe : le contrôle en tension est préférable pour les deux structures étudiées ; asymétrique à rapport cyclique fixe choisi entre 30 et 50%, symétrique à rapport cyclique de 50%.

Rapport cyclique variable : pour la structure asymétrique le contrôle courant serait a priori le mieux adapté. On a également montré que cette possibilité reste compatible avec le contrôle tension uniquement en limite de régulation.

3.5.3. Choix du matériau et type de contrôle

Un matériau à cycle d'hystérésis très carré et de perméabilité élevée (Nanomatériau, Metglass, ...) sera plus favorable au contrôle en tension, et moins au contrôle courant (risque d'instabilités en basse fréquence). Le contrôle en tension présente l'intérêt de ne pas faire intervenir la perméabilité du matériau dans la boucle de régulation. Le gain de boucle hors correcteur est unitaire pour le contrôle par V_c ou égal à 0.5 pour le contrôle par $V_c' = V_s + V_c$, il reste très facile à corriger.

Des matériaux de perméabilité plus faible (ferrite) pourront conduire aux conclusions opposées. Le contrôle en courant fait intervenir la perméabilité du matériau dans la boucle de régulation. Le gain de boucle initial peut être très élevé (1400 V/A dans notre exemple) et reste associé à un seuil de courant, non linéarité à prendre en compte dans le contrôle. Ces caractéristiques rendent le circuit bas niveau plus sensible (parasites et transitoires). Si le matériau présente une perméabilité trop faible seul un contrôle courant bidirectionnel restera fonctionnel [29-30] et permet d'éviter des retards résiduels de mise en conduction trop importants. On peut aussi citer des cas de topologies de convertisseur qui ne tolèrent que le contrôle en mode courant [17].

3.5.4. Choix final du mode de contrôle

L'indépendance du contrôle en tension par rapport aux paramètres d'inductance, les risques de bruit en basse fréquence, la consommation du contrôle nous conduisent à préférer le mode tension aussi bien pour la structure asymétrique (avec compensation de rapport cyclique primaire en fonction de la tension bus), que pour la structure symétrique à rapport cyclique fixe de 50%. Le mode tension sera cependant mis en œuvre avec une faible résistance série de manière à limiter le bruit de commutation des diodes de contrôle, ainsi que de limiter les surcharges possibles du circuit de contrôle.

4. PRISE EN COMPTE DES ELEMENTS PARASITES ET LIMITES DE FONCTIONNEMENT.

Le dimensionnement des selfs saturables d'un régulateur magnétique se résume dans un premier temps au calcul des marges en saturation associées aux contraintes subies (topologie, barre régulée ou non) et fixées (limitation du courant en court-circuit). Les éléments parasites du post régulateur magnétique

rendent cette tâche plus complexe qu'il n'y paraît : des désaturations parasites des inductances saturables indépendantes du contrôle sont à prendre en compte, elles sont liées :

- à la self saturable elle-même : idéalement le flux rémanent de l'inductance saturable doit être le plus proche possible du flux de saturation (figure 20). Si ce n'est pas le cas à chaque mise en conduction, un retard de conduction incompressible est à prendre en compte. Ce problème est d'autant plus marqué que la perméabilité du matériau est plus faible.

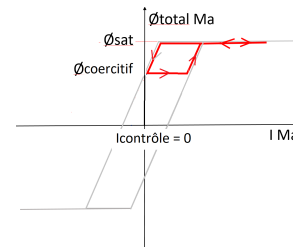


Fig. 20 : Cycle d'hystérésis limite de l'inductance saturable ($I_{\text{contrôle}} = 0$).

- à la durée des transitions liées aux selfs de fuite totales de l'ensemble transformateur + inductances saturées [26].

- à la capacité des diodes [5,24-25] dont l'écoulement des charges lors de l'ouverture se réalise en désaturant partiellement les inductances saturables. Ce retard est d'autant plus critique avec de fortes capacités diodes. Seules des diodes à faible recouvrement permettent de limiter cet effet [24,25]. Des tensions de sortie plus élevées, qui conduisent à augmenter le nombre de tours sur les inductances saturables, (diminution du courant coercitif) accentuent également cet effet. Cette situation conduit au paradoxe de choisir un matériau avec un champ coercitif H_c plus élevé (pertes plus élevées) ou bien de surdimensionner le noyau avec un nombre de spires plus faible, afin de rester compatible avec le fonctionnement dans toute la gamme de régulation. Il est aussi possible de rajouter un dispositif à pertes en parallèle avec l'inductance saturable comme le proposent certains auteurs [25,31]. Certains auteurs proposent un système de contrôle courant bidirectionnel pour compenser ce retard de saturation [29,30].

En ce qui concerne les structures forward asymétriques, il apparaît une autre difficulté : un équilibre important doit être respecté sous peine de saturation du transformateur principal. Si le courant coercitif est trop élevé par rapport au courant de démagnétisation du transformateur, ce dernier se démagnétise insuffisamment et risque de saturer. Cette contrainte disparaît pour les structures flyback, ainsi que pour les structures symétriques à rapport cyclique de 50% : la tension reste imposée lors de la démagnétisation de l'inductance saturable.

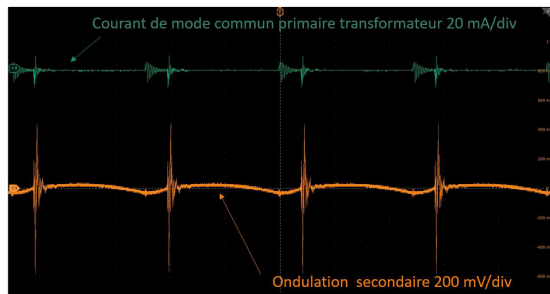
5. INTERET DE LA COMMUTATION MAGNETIQUE DU POINT DE VUE EMC

Vu l'ancienneté de cette technologie il est légitime de se poser des questions sur son intérêt par rapport à des solutions plus académiques. L'exemple suivant (figure 21) réalisé sur le même convertisseur de type forward asymétrique, soit régulé magnétiquement côté secondaire, soit régulé côté primaire sans inductance saturable, montre tout l'intérêt de ce type de régulation. On constate effectivement une baisse très significative des spikes de tension secondaire particulièrement gênants pour des électroniques sensibles. De manière logique l'ondulation basse fréquence reste par contre équivalente.

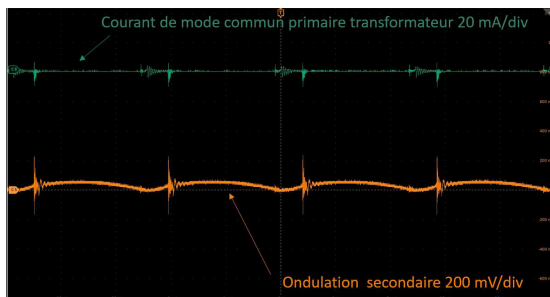
Le principal intérêt de l'usage d'une inductance saturable en série avec les diodes consiste à transférer les pertes de commutation diode, qui auraient été dissipées de toute manière,

vers celles de l'inductance saturable. Ce transfert s'accompagne d'une réduction des spikes. On peut donc s'attendre à ce que l'utilisation d'inductances saturables sans régulation présente le même intérêt [33]. La mise en œuvre de matériau de type Amobead pour limiter les spikes relèvent de cette logique.

Les régulateurs magnétiques présentent ainsi un double avantage de réduction de spikes tout en réalisant une fonction de régulation avec une complexité minimale de l'étage de contrôle. Ce point est bien souligné dans des études récentes [35-36].



a) régulation coté primaire (rapport cyclique primaire $\delta = 17\%$)



b) régulation magnétique coté secondaire (rapport cyclique primaire fixé arbitrairement à $\delta = 21\%$)

Fig. 21 : Comparaison du bruit de sortie et d'entrée d'un convertisseur de type forward classique régulé coté primaire, et du même convertisseur avec régulation magnétique ($V_{bus} = 28V$, $V_s = 2.49V$, $I_s = 2A$. Cellule de filtrage simple : $L=15\mu H$ $C=32\mu F$ avec amortissement parallèle $R_a = 1\Omega$ en série avec $C_a = 100\mu F$. (BP 20MHz pour le courant)

6. SYSTEME ASYMETRIQUE COMPLET : PRINCIPAUX RESULTATS EXPERIMENTAUX

Nous nous limiterons à la présentation des tests les plus critiques pour la régulation magnétique, à savoir la susceptibilité par rapport à la barre primaire et la diaphonie entre voies pour des transitoires de charge.

6.1. Maquette complète : système asymétrique



Fig. 22 : Système à 2 onduleurs asymétriques déphasés à 180° avec 6 postrégulateurs magnétiques indépendants 5V 2A

6.2. Rendements

On constate un rendement très peu sensible aux variations de la tension d'entrée grâce à la pré-régulation en boucle ouverte. Il en serait autrement pour un rapport cyclique fixe. On constate également une courbe de rendement relativement plate, ce qui

serait moins le cas avec des postrégulateurs de type PWM avec prise en compte de deux rendements.

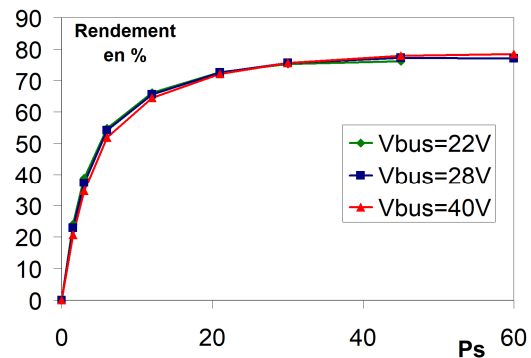


Fig. 23 : Courbes de rendement à différentes tensions d'entrée pour le système complet à 6 sorties $V_s = 5V$ $P_{max} = 10W$. le rendement prend en compte tout le système (filtrage, bas niveau primaire et secondaires, éléments de protection, distribution alternative filaire)

6.3. Système asymétrique : transitoire de charge

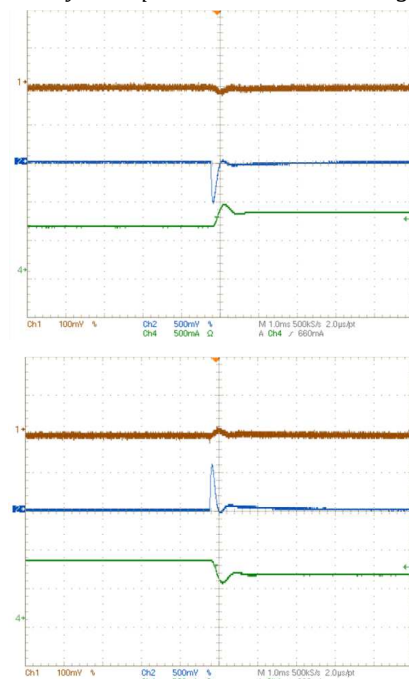


Fig. 24 : Transitoires de charge 5W $\rightarrow$ 10W et inversement sur un des post régulateurs magnétiques. En bleu tension de sortie du post régulateur sollicité, en vert courant de sortie, en brun tension de sortie d'un postrégulateur régulateur non sollicité. Tension d'entrée de 28V, toutes les sorties à 5W.

6.4. Système asymétrique : susceptibilité en tension

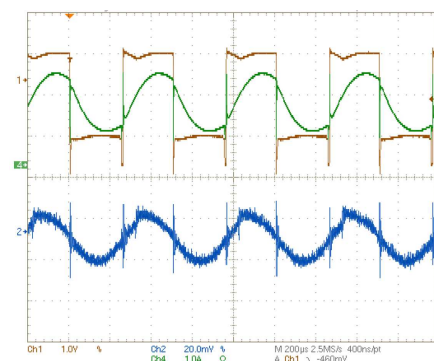


Fig. 25 : Test de susceptibilité en pire cas au voisinage de la fréquence de coupure du convertisseur : tension d'entrée 28V avec superposition d'une tension carrée 2V crête crête à $f = 2kHz$. En bleu tension de sortie du post régulateur en vert courant d'entrée, en brun composante AC tension d'entrée.

7. RESULTATS EXPERIMENTAUX, SYSTEME SYMETRIQUE

7.1. Description de la maquette de test :

Onduleur demi pont + symétriseur suivant besoin EMC suivis d'un postrégulateur magnétique.

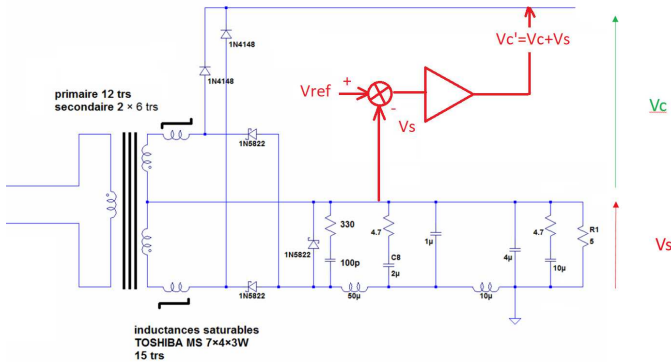
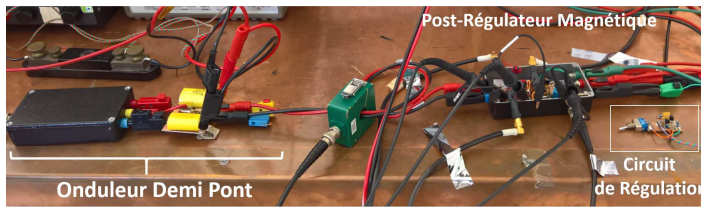


Fig. 26 : Postrégulateur symétrique avec cellule de filtrage à 2 étages : $L1=50\mu H$ $C1=1\mu F$ $L2=10\mu H$ $C2=4\mu F$ amortissement parallèle $Ra1=4.7\Omega$ en série avec $Ca1=2\mu F$ $Ra2=4.7\Omega$ en série avec $Ca2=10\mu F$.

7.2. Système symétrique : susceptibilité en tension d'un module postrégulateur magnétique faible puissance

Le test suivant correspond à un convertisseur DC/DC $V_e=20-40V$ $V_s=3.4V$ particulièrement simple dont la régulation se résumait à une stabilisation de la somme tension de sortie + tension de contrôle. Le filtrage a volontairement été limité à une capacité totale de $5\mu F$, capacités d'amortissement mis à part.

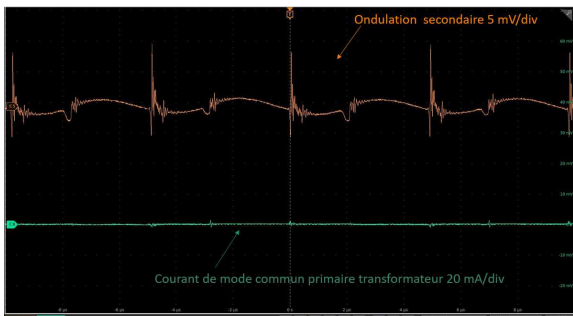
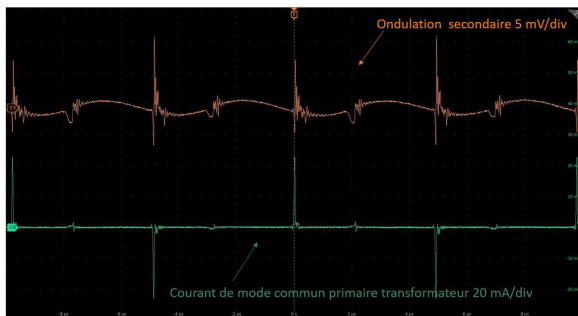


Fig. 27 : Comparaison du bruit de sortie (différentiel) et d'entrée (mode commun entré transformateur) du postrégulateur magnétique symétrique avec et sans balun ($V_{bus}=28V$, $V_s=3.4V$, $I_s=2A$). BP 20MHz

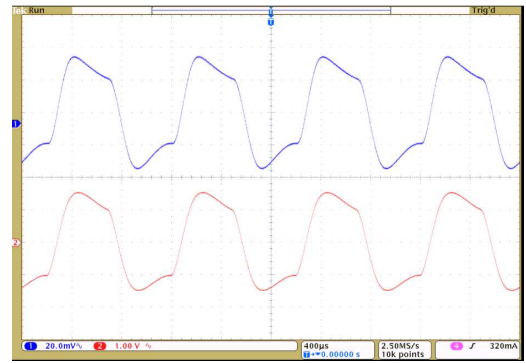


Fig. 28 : Test de susceptibilité tension d'entrée 30V avec superposition d'une tension carrée 2V crête-crête à $f=1kHz$. En rouge tension de sortie du post régulateur, en bleu composante AC de la tension d'entrée CV.

Le comportement EMC est très bon en tenant compte de la faible valeur de capacité de filtrage. On remarque aussi l'intérêt de l'usage d'un balun symétriseur associé au demi pont pour réduire le bruit de mode commun haute fréquence de la source AC. Ce point est particulièrement sensible si l'on souhaite distribuer les lignes alternatives entre différents boîtiers.

7.3. Rendements

Comparativement au système asymétrique le contrôle se fait par $V_c'=V_c+V_s$ ce qui simplifie le circuit bas niveau et améliore le comportement en rendement aux faibles puissances (le système asymétrique mettait en œuvre un circuit bas niveau plus complexe, gérant aussi bien le courant que la tension de manière indépendante pour chaque module).

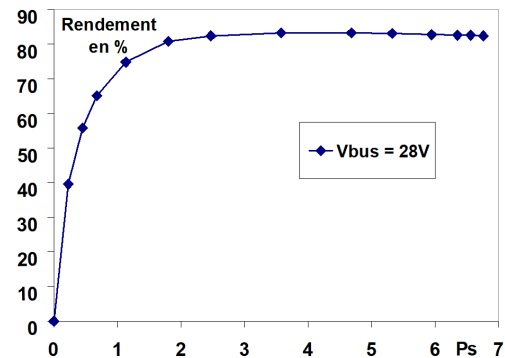


Fig. 29 : Courbes de rendement pour une tension d'entrée régulée de 28V pour un système onduleur associé à un module 3.4V 2A. Le rendement prend en compte l'onduleur primaire, le postrégulateur complet avec filtrage et bas niveau.

8. CONCLUSIONS

Deux types de systèmes de conversion de puissance à régulation magnétique pouvant répondre à un cahier des charges multi sorties ont été mis au point et étudiés (asymétrique et symétrique). Bien qu'un peu oublié au profit de concepts plus récents, ce type de régulation présente un intérêt réel dans le cadre d'applications spatiales. Il est notamment possible de la mettre en œuvre dans des systèmes de distribution de puissance multi sorties complets avec des caractéristiques très intéressantes : isolation galvanique, régulation indépendante pour chaque sortie, bon rendement, bon comportement EMC, simplicité et robustesse. Comparativement à la même distribution de puissance mettant en œuvre un convertisseur centralisé suivi de POLs on dispose, en plus, d'isolation galvanique entre les différentes sorties ainsi que d'une dégradation moindre du rendement (présence d'un seul étage de découpage actif).

Les deux modes de contrôle possibles de ces dispositifs (en tension et en courant) ont été analysés. Il en ressort que pour l'ensemble de nos critères (notamment la susceptibilité) le contrôle en tension, en particulier **par la somme « tension de contrôle + tension de sortie »**, est dans notre cas le plus intéressant. Bien que le contrôle courant ait souvent été mis en avant à juste titre pour des raisons de rapidité, cet avantage doit être plus nuancé : pour de grands écarts entre fréquence de coupure filtre et fréquence de découpage cet écart est réduit. En ce qui concerne le bruit basse fréquence, la consommation du bas niveau, le contrôle en tension reste plus avantageux. Pour la susceptibilité le problème est plus complexe, il fait intervenir l'existence ou non de prérégulation. Pour nos différents choix le mode de contrôle tension est préféré à partir de deux stratégies :
- onduleur asymétrique pré-régulé ($\sim V_e \times \delta$ constant) suivi de postrégulateurs magnétiques en limite de régulation.
- onduleur symétrique à rapport cyclique fixe de 50% suivi de postrégulateurs magnétiques adaptés à toute la plage de tension d'entrée.

Une comparaison entre une structure à commutations dures et une structure à commutations magnétiques montre clairement l'avantage de cette dernière : réduction significative de la valeur des spikes. Les niveaux de bruit mesurés sur les deux architectures développées mettent en évidence de très bons comportements EMC avec un dimensionnement de filtre relativement réduit. Le point dur habituel en contrôle magnétique, concernant la susceptibilité, est également couvert de manière satisfaisante. On pourra également souligner les rendements très plats en fonction de la charge, ainsi qu'une robustesse et une simplicité inhérente au concept qui répond à un cahier des charges multi sorties exigeant (régulations indépendantes).

En contrepartie, la maîtrise du bon fonctionnement et la prise en compte de toutes les marges requièrent une connaissance approfondie du comportement des matériaux magnétiques saturables ainsi que des différents effets parasites susceptibles d'empêcher le bon fonctionnement.

9. REFERENCES

- [1] Robert A. Ramey "On the Mechanics of Magnetic Amplifier Operation Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, pages : 1214 – 1223, Vol 70 , Issue: 2 , July 1951
- [2] Robert A Ramey "Magnetic amplifier control circuit" US2783315A, US2936422A
- [3] R. Hiramatsu, K. Harada and T. Ninomiya, "Switch Mode Converter Using High-Frequency Magnetic Amplifier," Power-conversion International, March-April, 1980
- [4] K. Harada, T. Nabeshima, "Applications of magnetic amplifiers to high-frequency dc-to-dc converters," Proc. IEEE, vol. 76, no. 4, April 1988. Pp. 355-361.
- [5] A. Gros, J. Faugières, C. Ramiarinjaona, J.F. Rialland, « Analyse de la régulation en tension par inductance saturable de convertisseurs continu-continu à sorties multiples (30 KHz – 200 KHz) », Journal de Physique III, Volume 1, Issue 4, April 1991, pp.625-63
- [6] Shiguo Luo, Lei Hua, Hong Mao, Issa Batarseh "A High-Frequency AC Distributed Power System with Dual PWM Buses", APEC2003, Miami March 2003
- [7] MagAmp Cores and Materials, Technical Bulletin, BULLETIN SR-4, Magnetics Inc.
- [8] B. Mamano, "Magnetic amplifier control for simple, low-cost, secondary regulation," Unitrode corp. slup129
- [9] R. Hiramatsu ; K. Harada ; I. Sasada "A magnetic power controller of amorphous cores for a 200 kHz switching regulator" IEEE Transactions on Magnetics (Volume: 18 , Issue: 6 , Nov 1982)
- [10] Koosuke Harada, Takashi Nabeshima, I. Norigoe "Switching Regulator Controlled by High-Frequency Magnetic Amplifier" IEEE Translation Journal On Magnetics In Japan, Vol. TJMJ-1, no.7, october1985
- [11] Cliff Jamerson and Dan Y. Chen "Magamp postregulators for symmetrical topologies with emphasis on half-bridge configuration" IEEE Transactions On Power Electronics, VOL. 8, NO. 1, january 1993
- [12] C.-C. Wen, C. Chen, J. Jiang, "Magamp post regulation for flyback converter" PESC2001
- [13] C.-C. Wen and C.-L. Chen "Magamp application and limitation for multiwinding flyback converter" EE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 152, No. 3, May 2005
- [14] Cliff Jamerson Techniques for Reduction of Control-loop Interactions In Magamp Supplies magnetic application note 1995
- [15] D. Schwander, M. Marmouget, N. Mouatassim, "Etude et caractérisation d'un convertisseur flyback multi voies à régulation magnétique » EPF'2008, Tours, 2-3 juillet 2008
- [16] EP2683069B1 brevet CNES STEEL
- [17] US5539630A : Soft-switching converter DC-to-DC isolated with voltage bidirectional switches on the secondary side of an isolation transformer
- [18] US20120307527A1 : DC-DC converter for electric power using a dc electric power source
- [19] R.D. Middlebrook, "Describing Function Properties of a Magnetic Pulse-Width Modulator,"IEEE Power Electronic Specialists Conference, 1972 record, pp. 21-35.3.
- [20] DAN Y. CHEN, JOHN LEE, CLIFF JAMERSON "A Simple Model Predicts Small Signal Control Loop Behavior of Magamp Post-Regulator", IEEE Transaction On Power Electronics Vol 4 Oct 1989
- [21] J. Lee, D. Chen, C. Jamerson, "Magamp post regulators practical design considerations to allow operation under extreme load conditions", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 5 , Issue: 1 , Jan. 1990
- [22] I.-J. Lee ; D.Y. Chen ; Y.-P. Wu, "C. Jamerson Modeling of control loop behavior of magamp post regulators", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 5 , Issue: 4 , Oct. 1990
- [23] C. H. Yang D.Y. Chen, C. Jamerson, Y. P. Wu, "Stabilizing magamp control loop by using an inner-loop compensation" IEEE Transactions on Power Electronics p 419 - 429 Volume: 6 , Issue: 3 , July 1991
- [24] K. Harada, T. Nabeshima, R. Hiramatsu, I. Norigoe, "A dc-to-dc converter controlled by magnetic amplifiers with 1 MHz switching" 1984 IEEE Power Electronics Specialists Conference
- [25] K.Harada, T. Nabeshima, R.Hiramatsu, "On the Control of Magnetic Amplifier for High-Frequency DC-to-DC Converter", IEEE Transactions On Power Electronics,VOL. PE-2,NO.3,JULY1987
- [26] M.M. Jovanovic, L. Huber, "Small-signal modeling of nonideal magamp PWM switch", October 1999 IEEE Transactions on Power Electronics 14(5), p:882 – 889
- [27] R.M. Tedder, "Limitations of the magamp regulator and an improved magamp choke design procedure", APEC1988 1-5 Feb. 1988
- [28] R.M. Tedder, "Effects of converter type, reset method, and core material and magamp regulator performance" APEC 1989 13-17 March 1989
- [29] Wei Chen, Jiang Han, Chau-Chun Wen, "Bi-directional resetting scheme of the magamp post-regulator" APEC2002 Dallas 07 August 2002
- [30] US6147476A Two quadrant magamp regulator control circuit with fast dynamic response and full holdoff capability
- [31] C. E. Mullett, R. Hiramatsu, "An improved parallel control circuit for saturable reactor output regulators in high-frequency switched-mode converters" APEC 1986 28 April-1 May 1986
- [32] US-6785151-B2 Quasi-synchronous, Magnetic Amplifier Regulated Dc-dc Converter
- [33] T. Yamada ; T. Inoue ; I. Norigoe ; C. Mullett , "A new noise suppressor with amorphous saturable reactor" APEC 1986 28 April-1 May 1986
- [34] Schwander Denis, "Technique de mesure temporelle des pertes fer en régime symétrique et asymétrique : application à l'optimisation des régulateurs magnétiques," SGE 2014, Cachan, 10 juillet 2014
- [35] V. Yaskiv and A. Yaskiv, "High-Frequency Magamp Power Inverter," presented at the Computational Problems Of Electrical Engineering Vol. 7, No. 2, 2017
- [36] V. Yaskiv, A. Martseniuk, A. Yaskiv, O. Yurchenko, B. Yavorsky, "Modular High-Frequency MagAmp DC-DC Power Converter," 2019 9th International Conference on Advanced Computer Information Technologies (ACIT)
- [37] E. R. Hnatek, Design of Solid-State Power Supplies, 3rd ed