

# Analyse CEM comparative de stratégies MLI pour un convertisseur DC-DC haute fréquence

Ayawo Roger EKON<sup>1,4</sup>, François BOUVET<sup>4</sup>, Mickael PETIT<sup>1,3</sup>, François. COSTA<sup>1,2</sup>, Éric DUPUY<sup>4</sup>

<sup>1</sup>Université Paris-Saclay, ENS Paris-Saclay, CNRS, SATIE, 91190 Gif-sur-Yvette, France

<sup>2</sup>Université Paris Est Créteil, INSPE, 94000 Créteil, France

<sup>3</sup>Le CNAM, 75011 Paris, France

<sup>4</sup>Synchrotron SOLEIL, 91190 Gif-sur-Yvette, France

**RESUME.** La qualité du filtrage en sortie et la réponse dynamique des convertisseurs DC-DC utilisés dans les accélérateurs de particules sont des critères de performance primordiaux. Une méthode répandue pour concilier ces 2 critères pour les structures de convertisseurs en pont en H est d'introduire un déphasage de  $\pi$  entre les porteuses de commande MLI des deux bras. Une comparaison est faite dans cet article entre cette stratégie de commande et une commande MLI sans déphasage, au regard de l'ondulation résiduelle en sortie, des performances CEM et du rendement.

**Mots clés :** Convertisseur DC-DC, stratégies MLI, CEM.

## 1 INTRODUCTION

Les alimentations des électro-aimants des accélérateurs de particules nécessitent une excellente dynamique (une bande passante minimum de près de 40 kHz pour le filtre de sortie afin qu'il n'affecte pas la dynamique résultante) pour permettre des variations rapides du courant de sortie, et corriger ainsi efficacement la trajectoire des particules. La qualité de cette correction requiert en outre que les courants générés soient parfaitement continus et présentent donc une très faible ondulation résiduelle, de l'ordre de 10 ppm dans la charge. Ainsi, l'ondulation résiduelle de la tension du filtre de sortie doit être aussi très faible. Ces deux objectifs étant contradictoires, une augmentation de la fréquence de découpage est souvent adoptée, afin de réduire la valeur des composants passifs tout en conservant un bon niveau de filtrage. Cela contribue ainsi à l'amélioration de la bande passante de l'alimentation, mais au détriment du rendement global. L'état de l'art évoque également plusieurs topologies de filtrage actif [1], [2], [3] pour la compensation de l'ondulation résiduelle en sortie, tout en préservant la dynamique du système global. Elles nécessitent généralement l'ajout d'un convertisseur et d'une boucle de régulation associée rendant le système résultant lourd.

Dans la suite de cet article, le convertisseur considéré est un hacheur en pont complet filtré en sortie par une cellule

LC amortie (Fig 1), autorisant un fonctionnement dans les 4 quadrants comme cela est requis pour certaines familles d'électro-aimants. Outre l'approche topologique évoquée précédemment, une stratégie se basant sur la commande des interrupteurs est proposée dans la littérature [4]. Elle consiste à décaler la porteuse de la commande MLI (Modulation par Largeur d'Impulsion) d'une des cellules de commutation de  $\pi$  par rapport à l'autre (Fig 1, Fig 3). Cette stratégie permet de multiplier par deux la fréquence de la tension  $V_p$  entre les sorties des 2 cellules de commutation. En outre, la tension  $V_p$  qui était bipolaire dans le cas de la modulation MLI classique (MLI – C) quel que soit le rapport cyclique ( $\alpha$ ), devient unipolaire avec un changement de polarité en fonction de  $\alpha$ . Par conséquent, à fréquence de découpage donnée, cette stratégie de MLI permet de réduire considérablement les ondulations de courant dans les inductances de sortie (et également dans le condensateur d'entrée) comparativement à la MLI-C. Le niveau de filtrage est donc meilleur toutes choses égales par ailleurs. Dans cet article, une comparaison expérimentale est faite entre la commande MLI – C et la MLI entrelacée (MLI – E) pilotant un convertisseur DC - DC en pont en H. L'atténuation en sortie (résiduelle), la Compatibilité Electro-Magnétique (CEM) conduite et le rendement sont les différents points de comparaison.

## 2 STRATEGIES MLI

La réponse fréquentielle du filtre de sortie du hacheur est tracée dans le diagramme de Bode à la Fig 2. Le tableau 1 renseigne la valeur des différents éléments et paramètres du convertisseur. Les composants passifs sont calculés pour respecter la contrainte de dynamique du cahier des charges. Les transistors sont des MOSFET Silicium (Si) référence IAUC100N04S6L020 en anti-parallèle avec des diodes Schottky référence FSV2050V. Les bras sont pilotés en mode Bootstrap par le driver LM5101 AMX.

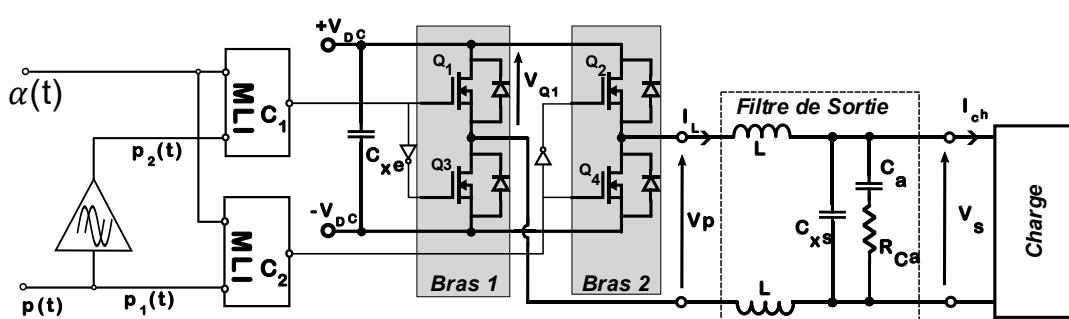


Fig 1 : Topologie du convertisseur piloté par une commande MLI

Tableau 1 : Caractéristiques du convertisseur

$V_{DC}$	L	$C_{xs}$	$C_a$	$R_{Ca}$	$C_{xe}$
24V	5 $\mu$ F	2 $\mu$ F	22 $\mu$ F	2 $\Omega$	4x22 $\mu$ F

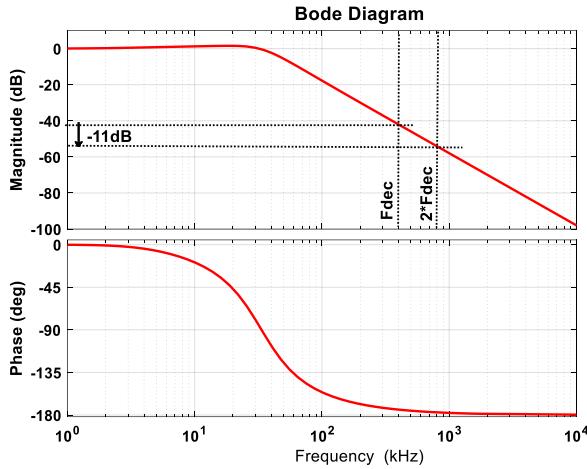


Fig 2 : Diagramme de Bode de la réponse du filtre de sortie

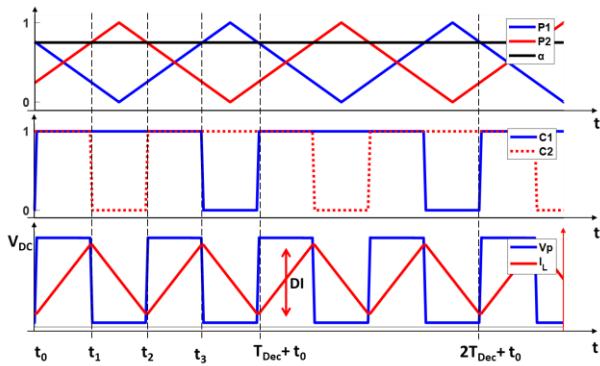


Fig 3: Formes d'onde attendues avec la MLI-E

La Fig 3 présente les formes d'onde attendues dans le cas de la MLI-E pour  $\alpha > 50\%$ , où :

$$t_1 = (1 - \alpha)T_{Dec} \pm t_0,$$

$$t_2 = \frac{T_{Dec}}{2} \pm t_0,$$

$$t_3 = \alpha T_{Dec} \pm t_0$$

Soit  $t_0$  le temps représentant le déphasage imparfait entre les deux porteuses ( $p_1$  et  $p_2$ ). Le déphasage parfait entre les deux porteuses étant  $\pi$ , avec l'introduction de  $t_0$  ce déphasage devient  $\pi \pm \varphi_0$ . Avec  $\varphi_0 = (t_0 * 2\pi) / T_{Dec}$ .

L'ondulation de courant dans l'inductance L est donnée dans le cas de la commande MLI-C par l'équation (1).

$$DI_{MLI-C} = \frac{\alpha * (1 - \alpha)}{2L * F_{dec}} * 2V_{DC} \quad (1)$$

Le calcul de l'ondulation de courant dans le cadre de la commande MLI-E est décliné aux équations (2) à (4):

$$DI_{MIL-E} = \frac{V_L * (\alpha - 1/2)}{2L * F_{dec}} \quad (2)$$

$$V_L = V_p - V_s \quad (3)$$

$$V_s = (2\alpha - 1)V_{DC} \quad (4)$$

Or  $V_p$  vaut dans le cas de la MLI-E, en fonction du rapport cyclique :

$$V_p = -V_{DC} \text{ pour } \alpha \in ]0\%, 50\%[$$

$$V_p = +V_{DC} \text{ pour } \alpha \in ]50\%, 100\%[$$

Ce qui conduit aux équations (5) et (6) donnant lieu à deux fonctions symétriques par rapport à la droite d'équation :  $\alpha = 50\%$ .

$$DI_{MIL-E,0-50\%} = \frac{\alpha * (1 - 2\alpha)}{2L * F_{dec}} * V_{DC} \quad (5)$$

$$DI_{MIL-E,50-100\%} = \frac{(1 - \alpha) * (2\alpha - 1)}{2L * F_{dec}} * V_{DC} \quad (6)$$

Les équations (5) et (6) montrent que la commande MLI-E permet d'atteindre l'ondulation maximale dans les inductances L respectivement pour  $\alpha$  égal à 25% et 75% (Fig 4). Dans le cas de la MLI-C, ce maximum est atteint pour  $\alpha = 50\%$ . La Fig 4 montre que cette stratégie de commande permet de réduire drastiquement l'ondulation de courant dans l'inductance L.

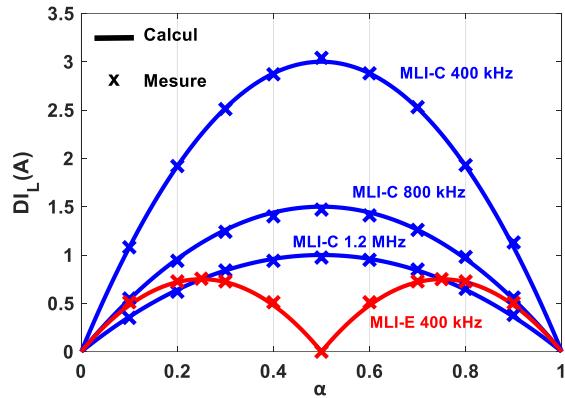


Fig 4 : Ondulation de courant dans l'inductance en fonction du type de MLI

En effet, pour  $\alpha \in ]0.25, 0.75[$ , cette commande enregistre des ondulations de courant  $DI_L$  largement inférieures à celles obtenues avec une MLI-C fonctionnant au triple de  $F_{dec}$  (1.2 MHz). En dehors de cet intervalle de  $\alpha$ , les ondulations  $DI_L$  obtenues avec la commande MLI-E sont un peu plus élevées que celles résultant d'un fonctionnement à 1.2 MHz avec une MLI-C. Toutefois, elles restent inférieures à celles obtenues à 800 kHz ( $2 \times F_{dec}$ ) avec la MLI-C. La comparaison entre la MLI-E découpant à  $F_{dec}$  et la MLI-C découpant à  $k \times F_{dec}$  dépend donc du rapport cyclique  $\alpha$ . Ce comparatif est présenté aux Fig 5 a et c, avec k variant de 1 à 100. L'ondulation de la tension en sortie ( $DV_s$ ) obtenue avec la MLI-C (équation (7)), et pour la MLI-E (équation (8)) :

$$DV_{MLI-C} = \frac{DI_{MLI-C}}{8C * F_{dec}} \quad (7)$$

$$DV_{MIL-E} = \frac{DI_{MIL-E}}{16C * F_{dec}} \quad (8)$$

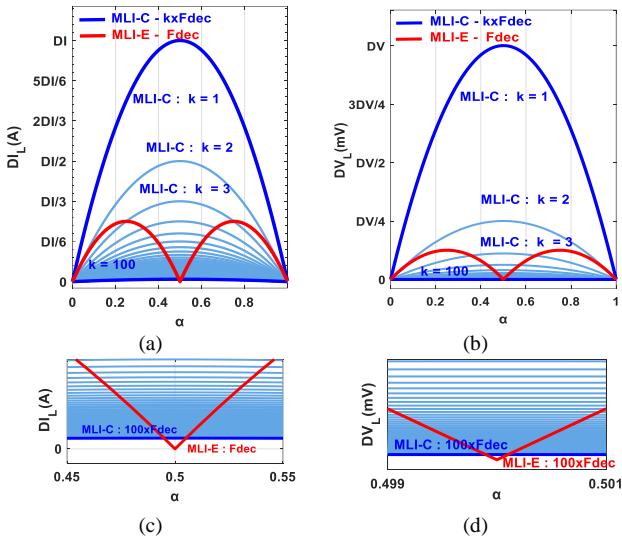


Fig 5 : Ondulation de courant dans l'inductance en fonction du type de MLI (a) et son zoom (c) et l'ondulation de tension dans l'inductance en fonction du type de MLI (b) et son zoom (d)

Ces équations permettent de tracer les courbes de la Fig 5 b et d.  $DV_S$  est inversement proportionnelle au carré de  $F_{dec}$ . Là encore, la comparaison des ondulations entre les deux stratégies de commande en fonction de  $F_{dec}$  dépend de  $\alpha$  comme pour les ondulations de courant  $DI_L$ . La pertinence de la mise en œuvre de la MLI-E afin d'obtenir de plus faibles ondulations résiduelles de tension  $DV_S$  en sortie est manifeste.

### 3 RESULTATS EXPERIMENTAUX

Les commandes MLI sont générées par le microcontrôleur TMS320F28379D de Texas Instrument. Il a une fréquence d'échantillonnage ( $F_e$ ) de 200 MHz. Cela correspond à un temps minimal de retard  $t_{o\_min} = 1/F_e = 5\text{ ns}$ . Ce temps

est équivalent à un retard angulaire possible de  $0.7^\circ$ . Ce faible retard n'affecte pas l'efficacité de la stratégie.

Les résultats expérimentaux temporels sont présentés à la Fig 6 a pour la commande MLI – C, et la Fig 6 b pour commande MLI – E. L'ondulation maximale de tension pour chaque stratégie de commande a été recherchée. Ainsi, pour la commande MLI – C,  $\alpha$  a été fixé à 0.5, et à 0.75 pour la commande MLI – E. Les résultats sont extraits pour un fonctionnement du convertisseur à vide, afin de mettre en évidence l'efficacité du filtre. Les spectres montrés aux Fig 7 permettent de mettre en exergue l'efficacité de la commande MLI – E. En effet, elle permet de diviser par 10 l'ondulation résiduelle  $DV_S$  obtenue par la MLI – C à la même fréquence de découpage (Fig 7 a). A ces points d'ondulation maximale,  $DV_S$  de la MLI – E reste aussi inférieure à celle obtenue avec la MLI – C découpant à  $2 \times F_{dec}$  (800 kHz) Fig 7 b. Elle est néanmoins supérieure à l'ondulation obtenue avec la MLI – C à  $3 \times F_{dec}$  (1.2 MHz) Fig 7 c comme l'a montré l'étude théorique (Fig 5 b).

En revanche, les spectres de la commande MLI – E sont au-dessus de ceux obtenus avec la MLI – C dans la bande 5 MHz à 100 MHz Fig 7 e, f, g. En ajoutant des condensateurs de mode commun  $C_{ys}$  en sortie (Fig 7 h), une amélioration du spectre est à noter comme le montre la Fig 7 g. Cependant, l'ajout de ces condensateurs de faibles valeurs (soit une augmentation de  $C_{xs}$  de 3.75 %) n'affecte pas du tout la bande passante du filtre de sortie.

### 4 ANALYSE DES PERFORMANCES CEM EN CONDUIT

Le schéma CEM équivalent du convertisseur avec les capacités parasites dues au routage est présenté à la Fig 8. L'impédance de mode commun du convertisseur vue de l'entrée est donnée à la Fig 9.

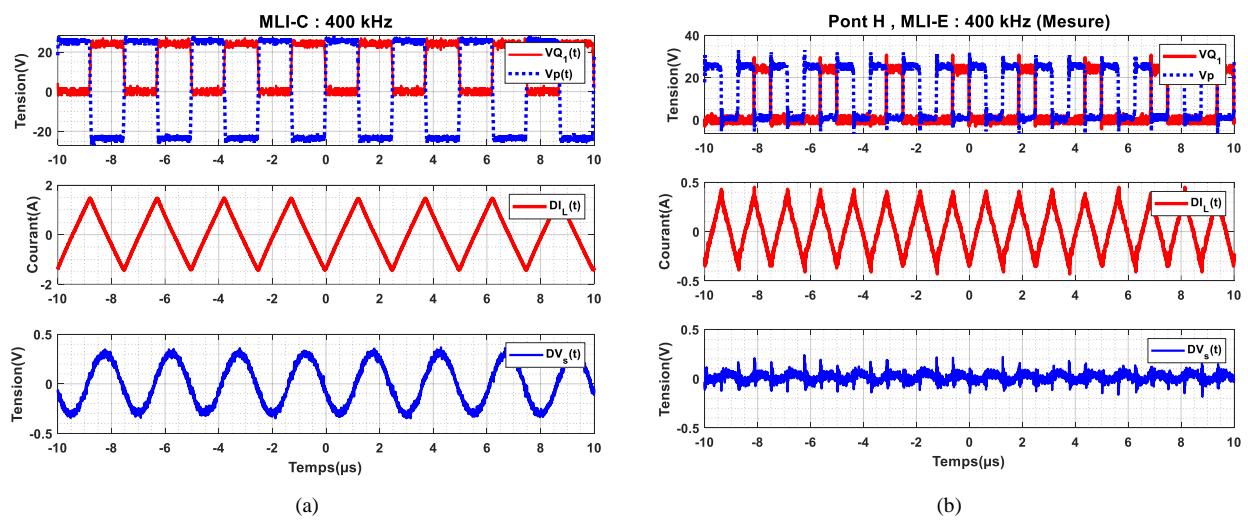


Fig 6 : Formes d'onde expérimentales MLI-C : 400 kHz (a) et MLI-E : 400 kHz (b)

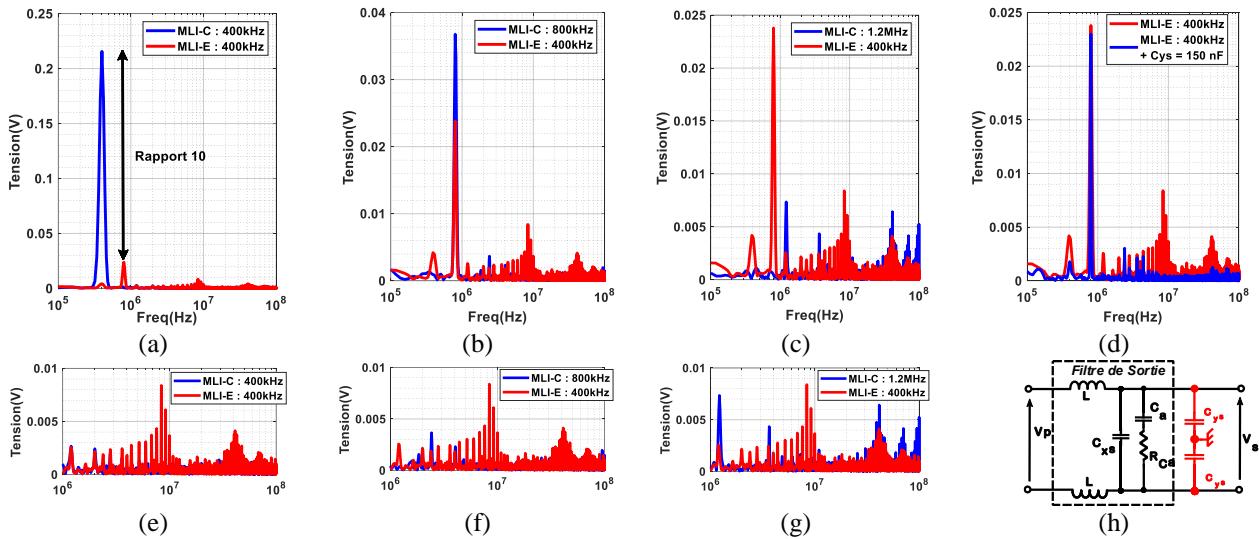


Fig 7 : Représentation fréquentielle des ondulations de tension en sortie du convertisseur en fonction de la stratégie MLI et en fonction de la fréquence de découpage (a-g) et le schéma du filtre de sortie avec l'ajout des condensateurs de mode commun

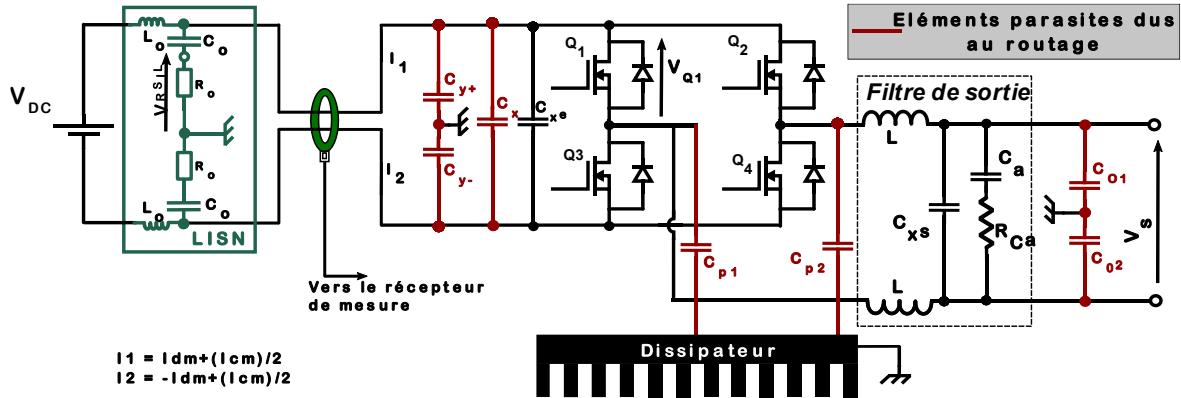


Fig 8 : Schéma équivalent CEM

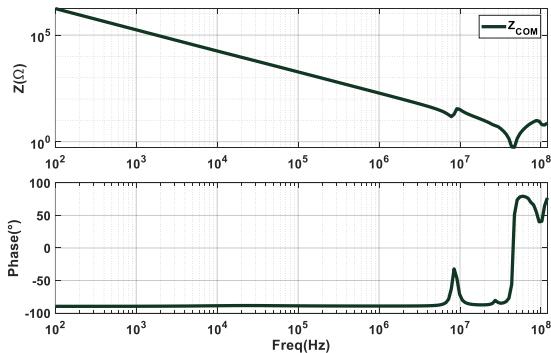


Fig 9 : Impédance de mode commun

#### 4.1 Mesures CEM en conduit

Les mesures sont réalisées dans une chambre anéchoïque en référence à la norme CISPR11 classe A dans la bande fréquentielle [150 kHz, 30 MHz]. La comparaison des spectres de la tension du Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL) (Fig 10 pour  $I_{ch} = 10$  A et  $\alpha = 0.75$  quel que soit la MLI ; la Fig 12, pour  $I_{ch} = 2$  A et  $\alpha = 0.2$  en MLI – C et  $\alpha = 0.6$  en MLI – E afin d'avoir le même

rapport cyclique pour  $V_p$  quel que soit la MLI) montre que le convertisseur piloté en mode MLI – E enregistre des niveaux de perturbations supérieurs à celui piloté en mode MLI – C d'au moins 20 dB, hormis aux harmoniques paires de  $F_{dec}$  ( $2n \times F_{dec}$ ). Ce comportement est valable sur la bande fréquentielle allant de la fréquence de découpage (400 kHz) à 10 MHz et est indépendant de  $\alpha$  et de  $F_{dec}$ . Au-delà de 10 MHz, les deux spectres sont quasiment identiques. Les spectres des courants de mode commun (Fig 11 et Fig 13 respectivement pour les deux points de fonctionnement énoncés précédemment) confirment cette tendance.

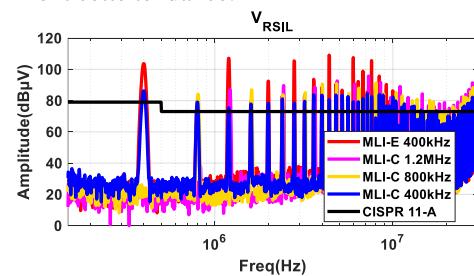


Fig 10 : Spectres de la tension RSIL en fonction de la stratégie MLI, pour un courant de charge de 10A, ( $\alpha = 0.75$ )

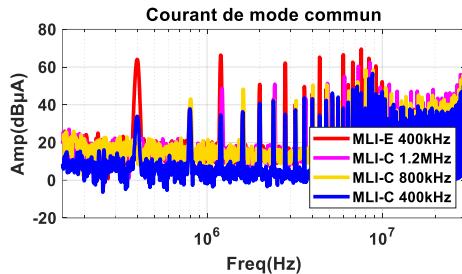


Fig 11 : Spectres des courants de mode commun en fonction de la stratégie MLI, pour un courant de charge de 10A, ( $\alpha = 0.75$ )

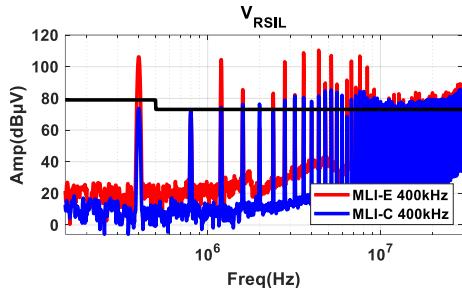


Fig 12 : Spectres de la tension RSIL pour un courant de charge de 2A, MLI-C ( $\alpha = 0.2$ ) et MLI-E ( $\alpha = 0.6$ )

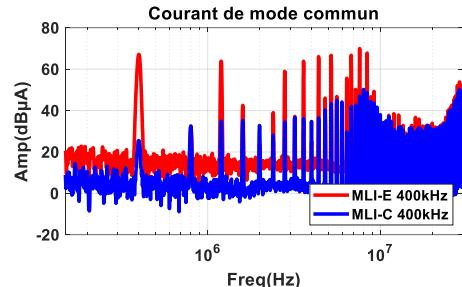


Fig 13: Spectres des courants de mode commun, pour un courant de charge de 2A, MLI-C ( $\alpha = 0.2$ ) et MLI-E ( $\alpha = 0.6$ )

#### 4.2 Analyse des performances CEM conduites

Le schéma équivalent réduit de mode commun vu de l'entrée est présenté à la Fig 14. Il ne tient pas compte des Inductances parasites dues au routage qui sont de l'ordre de quelques nH et dont les effets ne sont pas visibles dans la bande de fréquence concernée. Les capacités parasites ( $C_{p1}, C_{p2}, C_y^+, C_y^-$ ) sont dues essentiellement au routage de la carte et sont généralement de l'ordre de quelques dizaines de pF. Le Tableau 2 renseigne la valeur de ces éléments utilisés pour la validation de la méthode. Elles sont supposées symétriques pour raison de simplification.

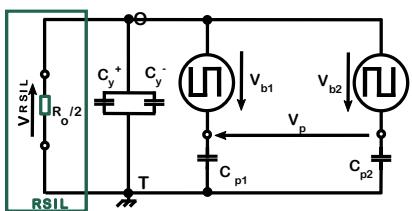


Fig 14 : Schéma équivalent réduit de mode commun vu de l'entrée

Tableau 2 : Valeur des capacités parasites

Dés	$C_{p1}$	$C_{p2}$	$C_{y+}$	$C_{y-}$
Valeurs [pF]	150	150	250	250

Le théorème de Millman permet d'écrire l'équation (9) :

$$V_T - V_o = \frac{C_{p1} + C_{p2}}{C_y^+ + C_y^- + C_{p1} + C_{p2}} \left( \frac{V_{b1} + V_{b2}}{2} \right) \quad (9)$$

Soit  $f_{m1}$  la fonction de modulation du bras 1 et  $f_{m2}$  celle du bras 2. Alors :

$$V_{b1} = f_{m1} * V_{DC} \quad (10)$$

$$V_{b2} = f_{m2} * V_{DC} \quad (11)$$

- En mode MLI – C,  $f_{m2} = 1 - f_{m1}$ . Il en découle que la tension  $V_{OT} = V_o - V_T$  reste relativement constante (Fig 15 a et b) quel que soit le point de fonctionnement du convertisseur. Ainsi, les capacités  $C_y^+$  et  $C_y^-$  contribuent au filtrage des courants de mode commun, ce qui est communément recherché.

- En mode MLI – E,  $f_{m2} \neq 1 - f_{m1}$ , sauf pour  $\alpha = 50\%$ .  $V_{OT}$  devient variable (Fig 15 a et b). Compte tenu des  $dv/dt$  engendrés aux bornes de  $C_y^+$  et  $C_y^-$ , elles contribuent au courant de mode commun au même titre que les capacités parasites  $C_{p1}$  et  $C_{p2}$  au lieu de jouer le rôle de filtre de mode commun.

Les Fig 15 montrent les formes d'onde temporelles et fréquentielles de  $V_{OT}$  en fonction du mode de commande et de  $\alpha$ . Ces tracés montrent que  $V_{OT}$  en mode MLI – E est un signal pair quel que soit  $\alpha$  ce qui explique la différence aux harmoniques paires évoquée dans la section 4.1.

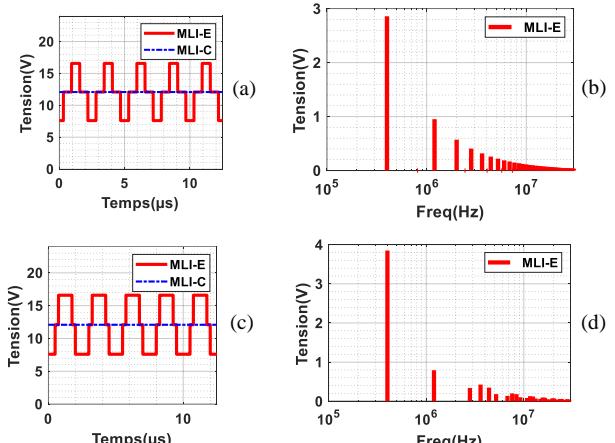


Fig 15: La différence de potentiel  $V_{OT}$  :  $\alpha = 0.75$ , onde temporelle (a) et la fft (b) et  $\alpha = 0.6$ , onde temporelle (c) et fft (d)

Pour pallier cela, la seule piste plausible est d'avoir une impédance  $ZC_y^+ + ZC_y^-$  très petite et donc une capacité équivalente  $C_y^+$  et  $C_y^-$  très grande. Dans l'absolu, cela se traduit par une augmentation physique de  $C_y^+$  et  $C_y^-$  dans les limites permises par les normes. En effet pour  $(C_y^+ + C_y^-) \gg (C_{p1} + C_{p2})$ ,  $V_{OT}$  va tendre vers une valeur relativement constante comme dans le cas de la MLI – C .

#### 4.3 Amélioration des spectres conduits en entrée

Comme démontré précédemment, pour améliorer les performances CEM de la MLI – E en entrée, des condensateurs  $C_y^+$  et  $C_y^-$  supplémentaires sont ajoutées. Cette augmentation a permis de fixer la différence de potentiel  $V_{OT}$  quel que soit le point de fonctionnement. Elle permet de se rapprocher de la commande MLI – C. La Fig 16 montre les spectres de la tension RSIL initiale

comparés à ceux obtenus avec l'ajout de  $C_y = C_y^+ + C_y^- = 2 \times 15 \text{ nF}$  et  $C_y = 2 \times 150 \text{ nF}$ .

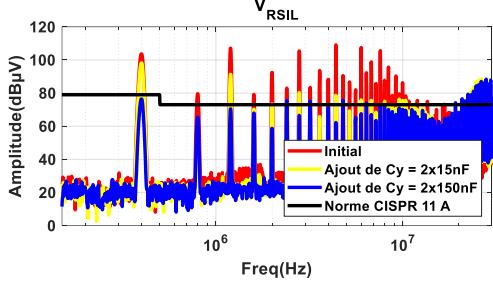


Fig 16 : Spectres améliorés de la tension RSIL en mode MLI – E comparés au spectre initial, courant de charge de 10A et  $\alpha = 0.75$

La Fig 17 montre les spectres des courants de mode commun dans les mêmes configurations.

Ces comparaisons montrent une diminution drastique des spectres dues à la MLI – E avec l'ajout des  $C_y$  supplémentaires valeurs élevées ( $C_y^+ + C_y^- >> (C_{p1} + C_{p2})$ ) mais modestes. Cela s'explique par la suppression de la source additionnelle de courants de mode commun causée par la différence de potentiel  $V_T - V_o$  variable.

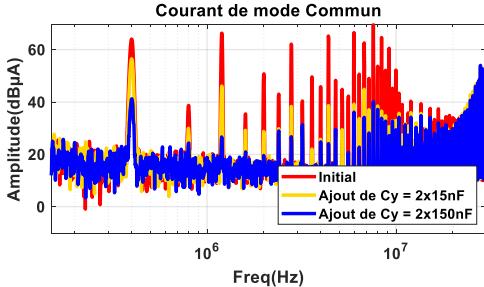


Fig 17 : Spectres améliorés des courants de mode Commun en MLI – E comparés au spectre initial, courant de charge de 10A et  $\alpha = 0.75$

En outre, l'identification de la source de bruits a permis d'améliorer les performances CEM de la commande MLI – E sans mettre en œuvre un filtre de mode commun plus volumineux. En effet, le fait de ne pas avoir eu recours à des inductances de mode commun comme élément de filtrage, permet d'avoir un filtre CEM de volume modeste malgré les 20 dB minimum de différence à filtrer.

## 5 COMPARAISON DU RENDEMENT

La comparaison des rendements des convertisseurs pilotés en MLI – C et MLI – E est présentée dans cette section. Les rendements de la Fig 18 sont mesurés pour  $\alpha$  fixé à 75 % avec une variation de la charge.

Pour ce rapport cyclique, la MLI – E enregistre une ondulation maximale. Le doublement de  $F_{dec}$  dues à la MLI – E augmente les pertes dans les passifs notamment les pertes fer et les pertes joules AC dans les inductances. Ceci explique la différence entre les rendements de la MLI – E 400 kHz et MLI – C 400 kHz d'une part et la ressemblance entre les courbes de rendement entre la MLI – E 400 kHz et MLI – C 800 kHz d'autre part pour  $I_{ch}$  de faibles valeurs ( $I_{ch} < 2A$ ). En effet, pour  $I_{ch}$  de faibles valeurs, la plus grande partie des pertes est engendrée par les ondulations de courant dues au découpage.

A des courants de charge plus élevés ( $I_{ch} > 6A$ ), les rendements de la MLI – E 400 kHz et MLI – C 400 kHz sont très proches. En fait, pour des courants de charge plus importants, les pertes par commutation deviennent

prépondérantes. La fréquence de commutation identique des transistors dans les deux modes de commande explique cette similarité entre les rendements de la MLI – E 400 kHz et MLI – C 400 kHz d'une part. Et d'autre part la différence entre MLI – E 400 kHz et MLI – C 800 kHz à cause du facteur 2 entre les pertes par commutation. Globalement, cette comparaison montre que la commande MLI – E permet en fonction du courant de charge d'atteindre des rendements très proches de ceux obtenus par la MLI – C fonctionnant à la même fréquence de découpage.

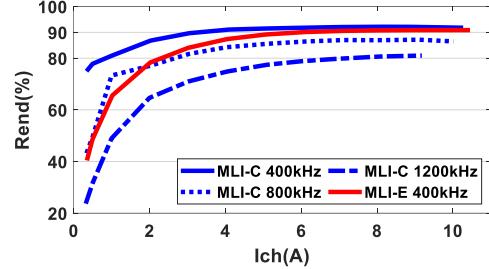


Fig 18 : Comparaison des rendements des convertisseur pilotés en mode MLI - C et MLI - E

## 6 CONCLUSION

Ces travaux contribuent à améliorer les performances des convertisseurs DC-DC pour l'alimentation des électro-aimants du synchrotron SOLEIL. Lors de nos investigations, les recherches ont porté, entre autres, sur la stratégie de commande MLI. Nous avons constaté que la commande MLI entrelacée (MLI – E) permet d'atteindre un meilleur niveau de filtrage en sortie (x10) que la commande MLI classique (MLI – C) fonctionnant à la même fréquence voire deux fois celle-ci. Néanmoins, cette stratégie de commande génère plus de perturbations CEM conduites d'au moins 20 dB. L'identification des sources de bruits a permis de proposer une méthode de filtrage non volumineuse permettant de réduire ces perturbations afin qu'elles soient comparables à celles générées par la méthode MLI – C. Une comparaison en termes de rendements montre globalement que la commande MLI – E permet, en fonction du courant de charge, d'atteindre des rendements très proches de ceux obtenus par la MLI – C fonctionnant à la même fréquence. Elle permet en outre d'atteindre des rendements supérieurs à la commande d'un système piloté par la MLI – C fonctionnant à une fréquence supérieure à  $F_{dec}$ .

## RÉFÉRENCES

- [1] K. H. Ahmed, M. S. Hamad, S. J. Finney, et B. W. Williams, « DC-side shunt active power filter for line commutated rectifiers to mitigate the output voltage harmonics », in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA: IEEE, sept. 2010, p. 151-157. doi: 10.1109/ECCE.2010.5618617.
- [2] Kuang Li, Jinjin Liu, Guochun Xiao, et Zhaoan Wang, « Novel load ripple voltage-controlled parallel DC active power filters for high performance magnet power supplies », *IEEE Trans. Nucl. Sci.*, vol. 53, n° 3, p. 1530-1539, juin 2006, doi: 10.1109/TNS.2005.862859.
- [3] X. Cao, Q.-C. Zhong, et W.-L. Ming, « Ripple Eliminator to Smooth DC-Bus Voltage and Reduce the Total Capacitance Required », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, n° 4, p. 2224-2235, avr. 2015, doi: 10.1109/TIE.2014.2353016.
- [4] Z. X. Xu et C. L. Guo, « 1Hz CHOPPER TYPE QUADRUPOLE MAGNET POWER SUPPLY FOR SSRF BOOSTER », p. 3, 2001.