

Stratégie de modulation pour la réduction de la tension de mode commun générée par un variateur de vitesse à redresseur MLI

Mehdi MESSAOUDI^{1,2}, Arnaud VIDET¹, Nadir IDIR¹, Heu VANG², Hocine BOULHARTS²

¹ Université de Lille 1, ² Schneider Electric

RESUME – Dans le domaine de la variation de vitesse, les perturbations conduites de mode commun sont les plus difficiles à maîtriser du fait des multiples chemins de propagation possibles. Ces perturbations peuvent être réduites à l'aide de filtres passifs qui sont généralement très volumineux. Une solution pour réduire la taille de ces filtres consiste à réduire les perturbations de mode commun à la source, à savoir la tension de mode commun induite par le convertisseur. C'est dans cette optique que s'inscrit cet article qui étudiera une stratégie de modulation permettant la synchronisation de tous les fronts de tension dans une structure onduleur-redresseur entièrement commandé. Avec l'utilisation de cette stratégie de synchronisation que l'on qualifiera de synchronisation totale (ST), il est possible de réduire la tension de mode commun à de simples résidus issus des commutations des différents bras de la structure. Dans cet article seront présentés les développements de la stratégie de synchronisation totale en vue d'une généralisation à tout point de fonctionnement du variateur ainsi qu'une étude de l'impact des résidus liés aux commutations des différents bras de la structure sur le contenu spectral de la tension de mode commun.

Mots-clés— Variateur de vitesse, stratégie de modulation, émissions conduites, mode commun, modélisation.

1. INTRODUCTION

Avec le durcissement des normes CEM imposant un taux de distorsions harmoniques sur le réseau de plus en plus faible, et la multiplication des applications nécessitant la bidirectionnalité du transfert de puissance, l'utilisation de variateurs de vitesse, avec un redresseur entièrement commandé, permet de satisfaire à ces deux critères. Mais l'utilisation de telles structures de redressement entraîne en contrepartie une augmentation des perturbations électromagnétiques (PEM) vers le réseau électrique dont le niveau est limité par des normes (EN61800-3). La circulation des courants de mode commun provoque également l'usure prématurée des roulements des machines électriques. Le chemin de propagation étant essentiellement capacitif, ces PEM trouvent leur origine dans les variations de la tension de mode commun, sur lesquelles une action de réduction permettrait une diminution du niveau de ces perturbations. Cette réduction des variations de la tension de mode commun est largement étudiée pour des structures de conversion de type onduleur. Ces stratégies de modulation consistent à effectuer

des synchronisations de deux fronts de tension opposés [1] dans l'optique de réduire les variations de la tension de mode commun résultante à zéro [2]. L'un des inconvénients de ces doubles commutations est qu'elles génèrent des surtensions entre phases deux fois plus élevées qu'avec des stratégies de modulation classiques pour les applications utilisant un câble long entre le variateur et la machine. Néanmoins, dans le cas d'utilisation de structures multi niveaux, elles peuvent être acceptables [3] [4] [5] [6].

L'utilisation d'un redresseur entièrement commandé permet la synchronisation de fronts entre onduleur et redresseur, ce qui a pour effet de ne pas générer, a priori, de surtensions supérieures à celles des stratégies classiques. Ce type de synchronisations peut être réalisé en utilisant la composante homopolaire [7] [8] ce qui réduit à huit le nombre de variations de la tension de mode commun (au lieu de douze). Une autre stratégie [9] utilise ces synchronisations onduleur-redresseur afin de réduire, en théorie, à zéro le nombre de variations de la tension de mode commun. Dans cet article, des développements de cette dernière stratégie de modulation seront apportés et une étude des résidus obtenus par synchronisation de différentes commutations sera effectuée.

2. PRESENTATION DE LA STRATEGIE DE COMMANDE ETUDIEE

Un variateur de vitesse à redressement entièrement commandé va générer un ensemble de six tensions découplées (Figure 1) qui vont être à l'origine de la tension de mode commun.

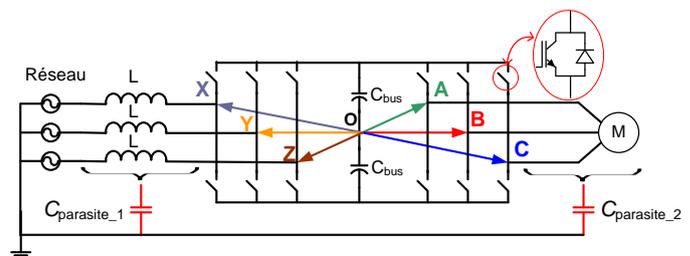


Figure 1 : Représentation des tensions du variateur de vitesse

De cette représentation des six tensions fournies par le variateur, un modèle équivalent de mode commun est élaboré

en tenant compte des capacités parasites entre les phases onduleur (et redresseur) et la terre. En revanche, la capacité parasite entre le bus continu (« O ») et la terre est négligée dans le cadre de cet article par rapport aux capacités parasites en amont et en aval du variateur (câbles, machine...) (Figure 2).

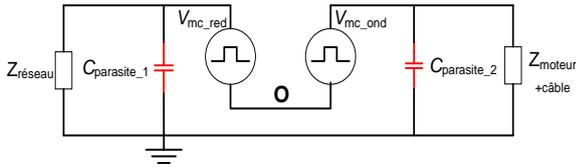


Figure 2 : Modèle équivalent simplifié de mode commun

L'impédance $Z_{réseau}$ comprend celle du réseau et des câbles d'interconnexion et du filtre d'entrée (nécessaire pour un redresseur entièrement commandé). Pour cette association onduleur-redresseur entièrement commandé, on peut exprimer la tension de mode commun, via une représentation de mode commun simplifiée (Figure 2), comme la différence de potentiels des potentiels moyens des tensions redresseur et onduleur.

$$V_{mc} = \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}}{3} - \frac{V_{XO} + V_{YO} + V_{ZO}}{3}$$

$$V_{mc} = V_{mc_ond} - V_{mc_red} \quad (1)$$

De cette équation, on en déduit qu'il est possible de maintenir la tension de mode commun à une valeur constante en appliquant pour chaque variation des tensions onduleur, une variation identique des tensions du redresseur (Figure 3). C'est sur ce principe que repose la stratégie de synchronisation présentée par la suite.



Figure 3 : Principe de la synchronisation onduleur-redresseur entièrement commandé

Cette stratégie de modulation utilise le déplacement des impulsions de commande de telle sorte que l'ensemble des impulsions redresseur et onduleur soient synchronisées (Figure 4). Pour cela, une commutation d'un bras d'onduleur coïncide toujours avec le même type de commutation d'un bras du redresseur, de sorte que les tensions de mode commun V_{mc_ond} et V_{mc_red} ont exactement la même forme d'onde.

De plus, deux conditions sont nécessaires pour obtenir à chaque période de découpage une synchronisation de tous les fronts de tension :

- La fréquence de découpage des deux convertisseurs doit être identique de telle sorte qu'à chaque période de découpage on ait bien le même nombre de fronts à synchroniser pour chacun des deux convertisseurs.
- La somme des largeurs d'impulsion « αT » de l'onduleur et du redresseur doivent être égales (2).

$$\alpha_A + \alpha_B + \alpha_C = \alpha_X + \alpha_Y + \alpha_Z \quad (2)$$

avec α le rapport cyclique de commande à l'état passant des interrupteurs "supérieurs" (entre le potentiel flottant et le point haut du bus continu) des différents bras.

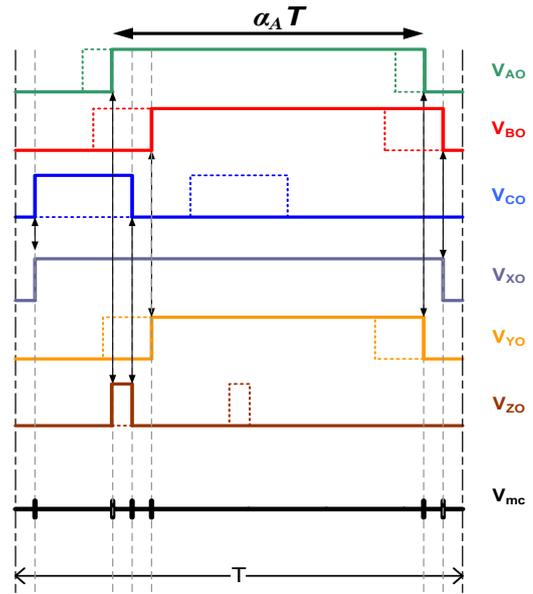


Figure 4 : Exemple de synchronisation totale

Il est donc toujours possible d'obtenir une synchronisation dite totale (ST) moyennant que la somme des impulsions de commande générées par l'onduleur soit égale à celles générées par le redresseur (3).

$$\alpha_A + \alpha_B + \alpha_C = \frac{3}{2}(1 + h_{NO_OND})$$

$$\alpha_X + \alpha_Y + \alpha_Z = \frac{3}{2}(1 + h_{NO_RED}) \quad (3)$$

Cette condition se traduit par une égalité des composantes homopolaires appliquées à l'onduleur (h_{NO_OND}) et au redresseur (h_{NO_RED}). Par la suite, on résonnera donc sur une composante homopolaire globale h_{NO} telle que :

$$h_{NO_RED} = h_{NO_OND} = h_{NO} \quad (4)$$

La composante homopolaire est utilisée dans la génération des modulantes de l'onduleur et du redresseur. Si l'on prend l'exemple de l'onduleur (Figure 5), celle-ci peut être amenée à être utilisée pour augmenter l'amplitude des tensions réduites h_{KN} (image des tensions V_{AN} , V_{BN} , V_{CN}), que l'on appellera par la suite profondeur de modulation de l'onduleur (r_{OND}), au-delà des limites imposées par la comparaison avec la porteuse (comprise entre -1 et 1). Cette augmentation de la profondeur de modulation est aussi appelée surmodulation.

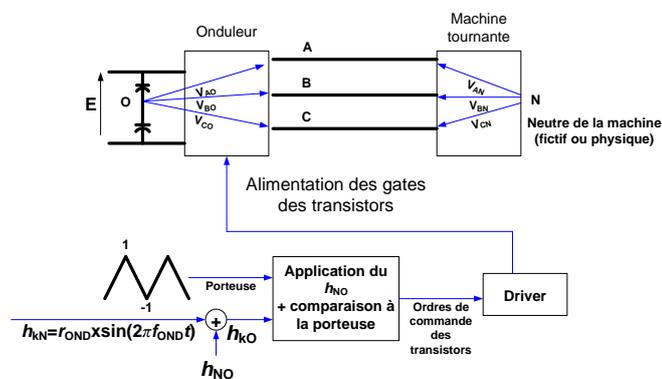


Figure 5 : Génération des ordres de commande d'un onduleur

Le même raisonnement peut être porté sur le redresseur pour lequel la profondeur de modulation (r_{RED}) peut aussi excéder l'unité (1,15 au maximum). Dans le cas d'une égalité des composantes homopolaires, la seule possibilité pour maintenir les profondeurs de modulation à ce maximum serait que les tensions onduleur et redresseur soient en phases et à la même fréquence ($f_{OND}=f_{RED}$). Pour un variateur de vitesse, ce cas est extrêmement rare car l'onduleur est à fréquence variable (pour garantir la variation de vitesse) alors que le redresseur est à la fréquence du réseau (typiquement 50Hz). Dans ce cas, il n'est plus possible de surmoduler à la fois le redresseur et l'onduleur (Figure 6).

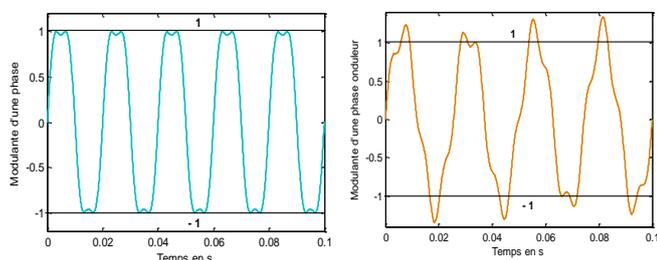


Figure 6 : Modulateur d'une phase du redresseur (a) et d'une phase de l'onduleur (b) avec application de la composante homopolaire destinée au redresseur

Avec l'application de la composante homopolaire initialement calculée pour le redresseur à l'onduleur, l'amplitude de la modulateur de l'onduleur excède les limites de comparaison avec la porteuse. Ainsi pour maintenir les deux modulateurs dans la zone de comparaison avec la porteuse, il faut soit baisser la profondeur de modulation de l'onduleur ou du redresseur. Cette égalité des composantes homopolaires impose donc une restriction des profondeurs de modulation à la fois sur l'onduleur (r_{OND}) et sur le redresseur (r_{RED}). Un comparatif des limites de profondeur de modulation résultante de l'utilisation de la synchronisation totale avec le cas où il n'y a pas de contrainte d'égalité des composantes homopolaires est donné Figure 7.

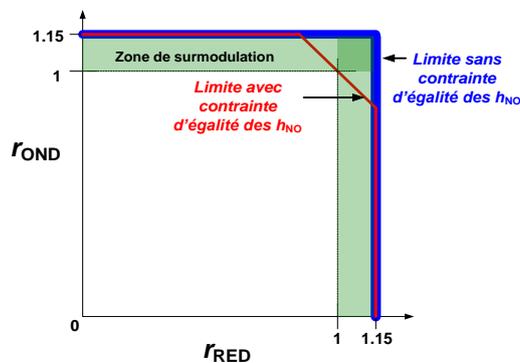


Figure 7 : Exploration des profondeurs de modulation de l'association onduleur-redresseur entièrement commandé

L'égalité des composantes homopolaires implique une impossibilité de surmoduler à la fois sur le redresseur et sur l'onduleur. En revanche, il est toujours possible de travailler jusqu'à une profondeur de modulation unitaire pour les deux convertisseurs. Cette limite de profondeur de modulation est de valeur plus faible pour des stratégies de synchronisation de tous les fronts d'un onduleur à deux niveaux de tension seul [2].

De plus, si l'on veut maintenir la profondeur de modulation maximale de l'onduleur à 1, il faut baisser la profondeur de modulation du redresseur (à 1 au lieu de 1,15) ce qui se traduit par une augmentation de la tension du bus continu de 15% qui conduirait à un surdimensionnement des condensateurs du bus continu.

3. DEVELOPPEMENTS DE LA STRATEGIE

La synchronisation de tous les fronts de tension peut se faire de multiples façons, par le biais de différentes associations, comme par exemple pour la Figure 8.b où le front montant de V_{AO} est synchronisé avec le front montant de V_{ZO} plutôt qu'avec V_{YO} (Figure 8.a).

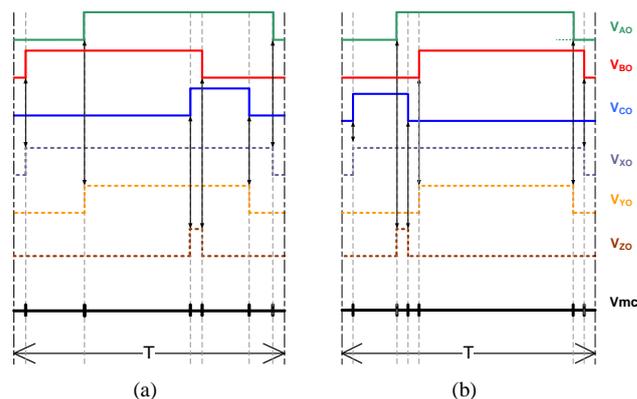


Figure 8 : Exemple de synchronisation totale (a) et autre association (b)

3.1. Dénombrement des solutions permettant la synchronisation totale

On a six impulsions (trois pour le redresseur et trois pour l'onduleur) et tout autant de fronts montants (FM) et de fronts descendants (FD) à associer ; ce qui nous donne trente-six combinaisons possibles (Figure 9).

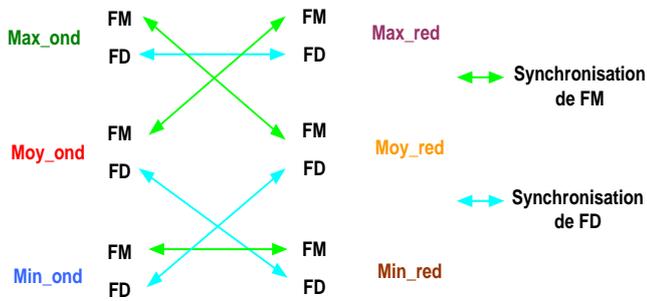


Figure 9: Exemple de combinaison des fronts montants (FM) et descendants (FD) d'une association onduleur-redresseur entièrement commandé

Parmi ces associations, il en existe certaines qui impliquent l'égalité d'une impulsion redresseur avec une impulsion onduleur, voir plus. Ces cas représentent des particularités que l'on ne rencontre pas à chaque période de découpage (Figure 10). Dans cet exemple, la largeur d'impulsion Min_ond est égale à Min_red puisque leurs fronts montants et descendants sont synchronisés. Ce cas est à rejeter et ce quelles que soient les associations entre les autres bras (c'est pourquoi elles ne sont pas représentées).

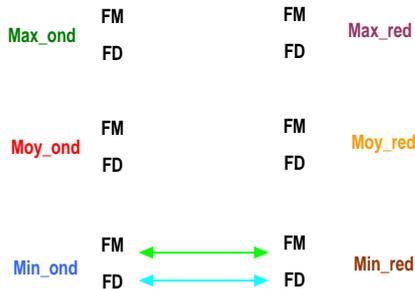


Figure 10 : Cas d'égalité de deux impulsions

En éliminant ces cas d'égalité des impulsions onduleur-redresseur, on dénombre douze associations. Pour un point de départ arbitraire (Figure 11), on a pour chaque association de fronts (montant ou descendant) différentes possibilités. Les ordonnancements « 1 », « 2 », « 3 » sont définis par les largeurs d'impulsions Max, Moy, Min respectivement.

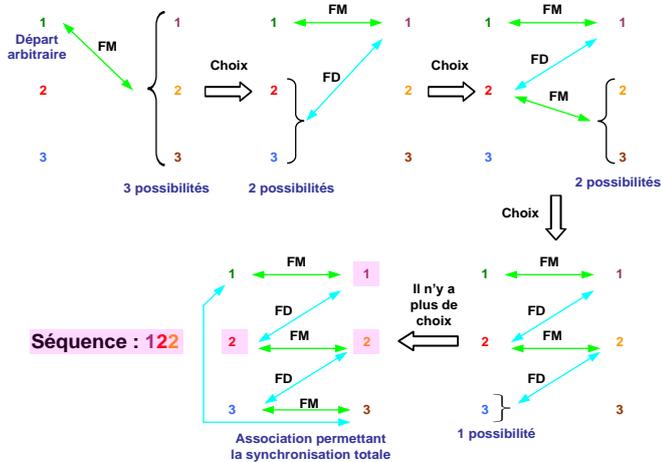


Figure 11 : Détermination d'une combinaison permettant la synchronisation totale

Ici, après les choix opérés, on a défini une séquence de FM-FD-FM choisie à partir du « 1 » onduleur. On peut procéder de la même façon pour déterminer l'ensemble des séquences possibles pour l'obtention d'une synchronisation de totale (Tableau 1).

Tableau 1 : Associations de fronts de tension permettant la synchronisation totale

Solutions (1/2)	1	2	3	4	5	6
Séquences (1/2)	122	133	332	321	223	232
Solutions (2/2)	7	8	9	10	11	12
Séquences (2/2)	233	221	322	331	123	132

3.2. Critère de confinement des impulsions

Pour des stratégies de modulation classiques (MLI centrée), les impulsions sont imbriquées les unes dans les autres. Cette imbrication présente des avantages tels qu'une ondulation de courant minimale [10]. Toutes les impulsions sont d'un seul et même type et peuvent être soit « positives » (Figure 12.a) soit « négatives » (Figure 12.b).

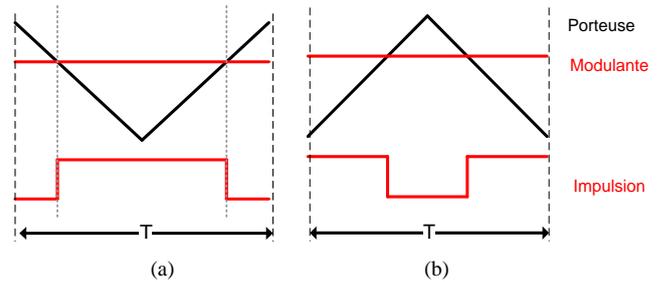


Figure 12 : Génération d'impulsions positives (a) et négatives (b)

En revanche, lorsqu'une impulsion (parmi les trois d'un même convertisseur) passe d'un état à un autre, la tension entre phase se voit affublée d'une excursion deux fois plus importante qui génère une augmentation de l'ondulation du courant (Figure 13).

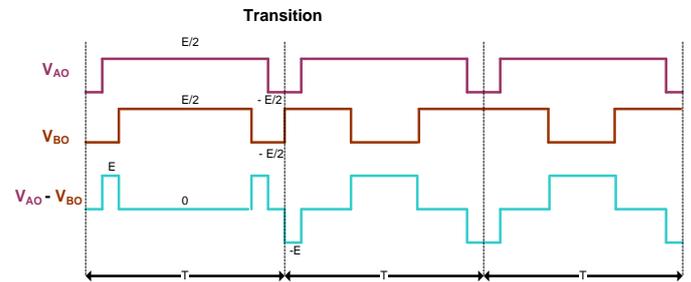


Figure 13 : Effet sur la tension entre phases d'un changement de type d'une impulsion

Lors de l'application de la synchronisation totale de telles cohabitations peuvent avoir lieu suivant la solution de synchronisation des fronts de tension choisie (Figure 14).

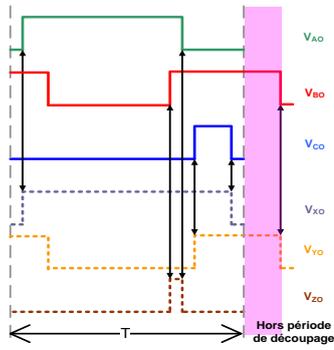


Figure 14: Cas indésirable de synchronisation totale

Les cas où certaines impulsions sortent de la période de découpage peuvent ainsi favoriser une augmentation de l'ondulation du courant dans chacune des phases. De plus, la mise en œuvre de l'algorithme de synchronisation des fronts de tension dans le cas de passages d'impulsions d'un type à un autre est plus complexe. Ainsi, un premier axe d'étude autour de cette stratégie de modulation a été d'identifier les cas où l'on a la certitude d'avoir un confinement de l'ensemble des impulsions d'un même type dans la période de découpage (on a choisi des impulsions positives). Pour la détermination de ces cas, une seule donnée est disponible, à savoir, la largeur des impulsions onduleur et redresseur qu'il est possible d'ordonner de la plus large à la plus fine (Figure 15).

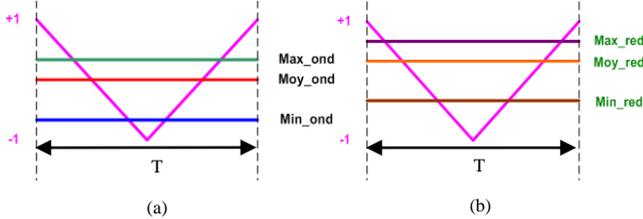


Figure 15 : Ordonnement des impulsions au sein de l'onduleur (a) et du redresseur (b) sur une période de découpage

Il est ainsi possible d'ordonner les impulsions de la plus large (que l'on appellera Max) à la plus fine (que l'on appellera Min), en passant par une impulsion de largeur intermédiaire (que l'on appellera Moy), par la simple connaissance des rapports cycliques (qui sont fonction de la valeur des modulantes à chaque pas de MLI). Pour représenter l'ensemble des points de fonctionnement de l'association onduleur-redresseur, il suffit d'ordonner ces six impulsions en respectant les conditions suivantes :

- Les impulsions "Max" sont toujours plus larges que les impulsions "Min".
- On ne peut avoir la même inégalité entre les trois types de largeurs d'impulsions. Par exemple, on ne peut avoir :
 $Max_{ond} \geq Max_{red}$
 $Moy_{ond} \geq Moy_{red}$
 $Min_{ond} \geq Min_{red}$.

Toute différence entre les sommes de largeur d'impulsions des deux convertisseurs signifierait qu'il n'y a pas les conditions requises pour effectuer la synchronisation totale (2).

Une fois ces conditions respectées, dix ordonnancements des largeurs d'impulsions onduleur-redresseur ressortent (Tableau 2).

Tableau 2 : Ordonnement des impulsions redresseur et onduleur en fonction de leur largeur

	Plus large impulsion					Plus fine impulsion
Ordre 1	Max_ond	Max_red	Moy_ond	Moy_red	Min_red	Min_ond
Ordre 2	Max_ond	Max_red	Moy_red	Moy_ond	Min_ond	Min_red
Ordre 3	Max_ond	Max_red	Moy_red	Moy_ond	Min_red	Min_ond
Ordre 4	Max_ond	Max_red	Moy_red	Min_red	Moy_ond	Min_ond
Ordre 5	Max_ond	Moy_ond	Max_red	Moy_red	Min_red	Min_ond
Ordre 6	Max_red	Max_ond	Moy_red	Moy_ond	Min_ond	Min_red
Ordre 7	Max_red	Max_ond	Moy_ond	Moy_red	Min_red	Min_ond
Ordre 8	Max_red	Max_ond	Moy_ond	Moy_red	Min_ond	Min_red
Ordre 9	Max_red	Max_ond	Moy_ond	Min_ond	Moy_red	Min_red
Ordre 10	Max_red	Moy_red	Max_ond	Moy_ond	Min_ond	Min_red

Ces dix ordres englobent l'ensemble des points de fonctionnement du variateur de vitesse considéré. Il faut maintenant déterminer pour chacun de ces ordres au moins une solution de synchronisation totale qui permette le confinement d'impulsions d'un même type.

3.2.1. Confinement dans la plus grande impulsion

Une première approche consiste à maintenir l'ensemble des impulsions synchronisées à l'intérieur de la plus grande parmi les six présentes à chaque période de découpage (Figure 16). L'avantage d'être contenu dans la plus grande impulsion est, a fortiori, de ne pas sortir de la période de découpage et ce quelque soit la valeur de la composante homopolaire utilisée.

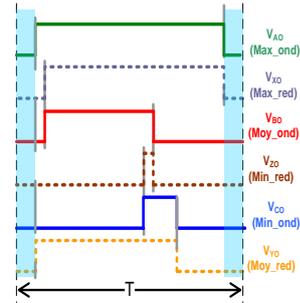


Figure 16 : Exemple de confinement dans la plus grande impulsion

Par exemple, on souhaite rester confiné dans la plus grande impulsion, ici Max_ond (Figure 16) en utilisant la solution de synchronisation totale n°7 (Figure 9). Pour se faire, il est nécessaire de respecter quelques conditions sur les largeurs d'impulsions (5).

$$\begin{aligned} \alpha_{Max_{ond}} &\geq \alpha_{Max_{red}} \\ \alpha_{Max_{red}} &\geq \alpha_{Moy_{ond}} \end{aligned} \quad (5)$$

Les ordonnancements (Tableau 2) qui respectent ces conditions sont les ordres 1, 2, 3, 4. Le même raisonnement peut être porté à toutes les solutions qui permettant la synchronisation totale dans le cas où Max_ond est la plus large des impulsions mais aussi dans le cas où il s'agit de Max_red.

Cette méthode de confinement dans la plus grande impulsion, une fois appliquée à toutes les solutions qui permettent la synchronisation totale (Tableau 1) ne donne pas de solution pour tous les ordonnancements d'impulsions. Notamment les ordres 5 et 10 n'ont pas de solutions qui permettent la synchronisation totale avec un confinement dans la plus grande impulsion (cf ✓ dans le Tableau 3).

3.2.2. Confinement dans l'association de deux impulsions

L'idée consiste ici à ne plus rester confiné dans la plus grande impulsion, qui ajoute une contrainte supplémentaire, mais élargir ce confinement à la période de découpage toute entière.

Pour cette méthode de confinement, on débute par un front montant d'une impulsion pour finir par un front descendant d'une autre en maintenant le tout dans la période de découpage. Par exemple, il est possible de confiner l'ensemble des impulsions dans Max_ond et Moy_ond (Figure 17).

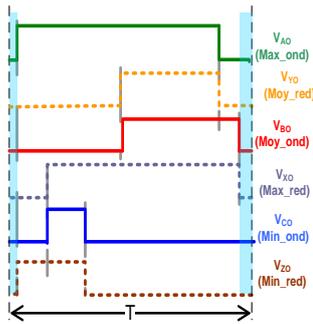


Figure 17 : Confinement entre l'association de deux impulsions

Dans cet exemple, Moy_red se retrouve intercalé entre les deux impulsions (Max_ond et Moy_ond) et la solution n°10. Ainsi, pour rester confiné dans la période de découpage, il faut respecter (6).

$$\alpha_{\text{Max_ond}} + \alpha_{\text{Moy_ond}} - \alpha_{\text{Moy_red}} \leq 1 \quad (6)$$

Ces rapports cycliques sont fonction de l'amplitude des tensions réduite de référence h_{kN} (ramenées entre -1 et 1) et de la valeur de la composante homopolaire h_{NO} (**Erreur ! Source du renvoi introuvable.**).

$$\alpha_k = \frac{(h_{kN} + h_{NO}) + 1}{2} \quad (7)$$

Avec $k = \{A, B, C, X, Y, Z\}$

Or, la valeur de la somme des rapports cycliques de l'onduleur est donnée par (3).

A partir de l'inéquation (6) et de l'équation (3), il est possible de déterminer une condition sur la composante homopolaire h_{NO} (8) pour maintenir le confinement dans la période de découpage tel que :

$$h_{NO} \leq \frac{2}{3}(\alpha_{\text{Min_ond}} + \alpha_{\text{Moy_red}}) - \frac{1}{3} \quad (8)$$

Le même principe est appliqué aux autres associations d'impulsions pour ainsi déterminer les conditions d'application

sur la composante homopolaire liées à chaque solution permettant la synchronisation totale (cf * dans le Tableau 3).

Etre confinée dans la période de découpage sans pour autant l'être dans la plus large des impulsions entraîne une limitation sur la composante homopolaire que l'on n'avait pas précédemment (paragraphe 3.2.1).

3.2.3. Récapitulatif

Les différents cas (confinement dans la plus grande impulsion et dans la période de découpage) sont identifiés dans le Tableau 3 et sont donnés en fonction des ordres (numérotés de 1 à 10) qui représentent chacun un ordonnancement des six impulsions (Tableau 2).

Tableau 3 : Identification des cas de confinement

	Solutions permettant la synchronisation totale											
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Ordre 1	✓	*	✓	□	*	□	✓	*	□	*	✓	□
Ordre 2	○	✓	○	□	✓	□	✓	○	□	○	✓	□
Ordre 3	✓	✓	✓	□	✓	□	✓	✓	□	✓	✓	□
Ordre 4	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
Ordre 5	△	*	△	□	*	□	△	○	□	*	△	□
Ordre 6	○	✓	○	□	✓	□	✓	*	□	○	✓	□
Ordre 7	✓	*	✓	□	*	□	✓	*	□	*	✓	□
Ordre 8	✓	✓	✓	□	✓	□	✓	✓	□	✓	✓	□
Ordre 9	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓
Ordre 10	○	✦	○	□	✦	□	✦	○	□	○	✦	□

Conditions nécessaires et suffisantes sur la composante homopolaire :

✓ → $\forall h_{NO}$	○ → $h_{NO} \leq \frac{2}{3}(\alpha_{\text{Moy_ond}} + \alpha_{\text{Min_red}}) - \frac{1}{3}$
△ → $h_{NO} \leq \alpha_{\text{Min_ond}}$	* → $h_{NO} \leq \frac{2}{3}(\alpha_{\text{Moy_red}} + \alpha_{\text{Min_ond}}) - \frac{1}{3}$
✦ → $h_{NO} \leq \alpha_{\text{Min_red}}$	□ → $h_{NO} \leq \frac{2}{3}(\alpha_{\text{Min_red}} + \alpha_{\text{Min_ond}}) - \frac{1}{3}$

Il est donc possible d'utiliser, pour tous les ordres définis au Tableau 2 (et par extension pour tout point de fonctionnement), les douze solutions permettant la synchronisation totale à condition de respecter des contraintes sur la valeur de la composante homopolaire à appliquer aux deux convertisseurs.

A partir de ces résultats, il est possible de définir un algorithme permettant une synchronisation totale à tout point de fonctionnement du variateur de vitesse avec la contrainte de confinement dans la période de découpage. Cet algorithme devra tenir compte des contraintes sur la composante homopolaire. Une mise en œuvre simple consiste à utiliser la solution n°7 avec comme condition sur la composante homopolaire qui valide la contrainte de confinement dans la période de découpage il faut respecter (9).

$$\begin{aligned} h_{NO} &\leq \alpha_{\text{Min_red}} \\ h_{NO} &\leq \alpha_{\text{Min_ond}} \end{aligned} \quad (9)$$

Comme les rapports cycliques sont positifs puisqu'ils représentent la largeur des impulsions. Ainsi une valeur de

composante homopolaire égale à zéro est un choix possible. A partir de là, il est possible de mettre en œuvre un algorithme simple qui permet de satisfaire à toutes les contraintes (synchronisation totale et confinement dans la période découpage). Cet algorithme décisionnel sera utilisé pour l'ensemble des résultats apportés par la suite (un algorithme reposant sur l'utilisation de la solution n°11 aurait fonctionné pour les mêmes conditions d'utilisation de la composante homopolaire). Dans la section suivante, nous allons étudier l'influence des résidus des commutations sur la tension de mode commun.

4. ETUDE DES RESIDUS DES COMMUTATIONS

Cette stratégie de modulation permet la synchronisation de tous les fronts d'une association onduleur-redresseur entièrement commandé. Or, pour des raisons de convergence des modèles et de temps de simulation, des interrupteurs idéaux sont utilisés pour les simulations. Le cas d'une commutation idéale implique une annulation de la tension de mode commun résultante (Figure 18.a) qui n'aura jamais lieu en réalité. De ce fait, il est nécessaire de modéliser les variations de la pente des commutations pour chaque bras car ce sont ces commutations qui vont créer des résidus de la tension de mode commun (Figure 18.b).

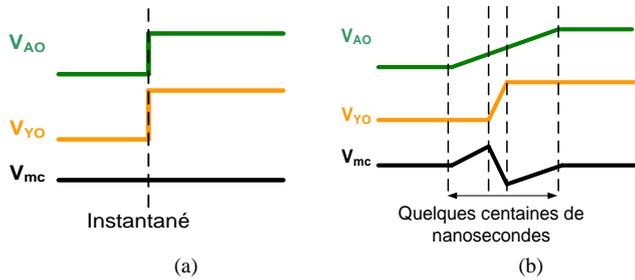


Figure 18: Synchronisation cas idéal (a) et avec prise en compte des phénomènes lors des commutations (b)

Ces résidus même s'ils ne représentent qu'une variation faible de la tension, du fait de la synchronisation de tous les fronts, constituent même dans ce cas une source des perturbations de mode commun.

4.1. Phénomènes liés aux commutations des transistors

Pour un même bras d'onduleur (ou de redresseur) les commutations des interrupteurs (Figure 19) sont de différentes nature suivant le signe et la valeur du courant commuté.

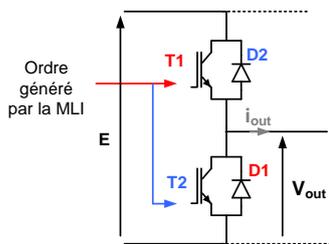


Figure 19 : Bras d'onduleur

Par exemple pour commuter de $K2$ à $K1$, la tension n'évolue qu'après une durée égale au temps mort si le courant est positif (Figure 20.b), avec une pente constante. Mais l'instant exact à partir duquel il y a variation de la tension

dépend de la valeur du courant. On parle alors de commutation diode vers transistor (D-T). Tandis que si le courant est négatif, la tension évolue immédiatement et sa pente dépend fortement de la valeur du courant (Figure 20.a). On parle alors de commutation transistor vers diode (T-D).

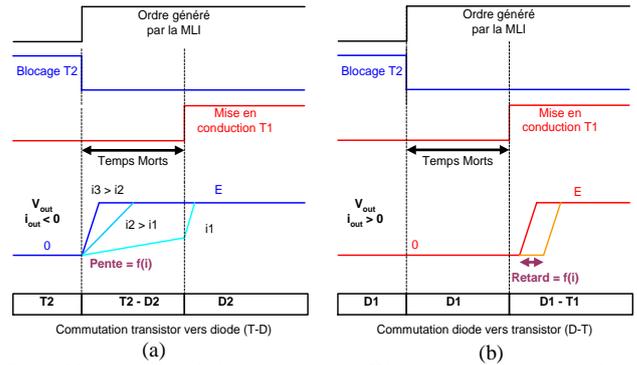


Figure 20 : Evolution de la tension pour différents types de commutations

Le type de commutation va dépendre à la fois du signe du courant commuté par chacun des six bras et l'ordre de commande [11] (Tableau 4).

Tableau 4 : Type de commutations en fonction du signe du courant et de l'ordre de commande

Ordre de commande	$i_{out} > 0$	$i_{out} < 0$
	Commutation diode vers transistor : D-T	Commutation transistor vers diode : T-D
	Commutation transistor vers diode : T-D	Commutation diode vers transistor : D-T

Pour obtenir une tension de mode commun en adéquation avec la réalité, une mesure des deux types de commutations est effectuée pour différents courants commutés. La mesure est faite sur un variateur de vitesse avec un module de puissance de Semikron© (SMK 24NAB125). Les résultats de mesure des différentes commutations sont donnés en Figure 21.

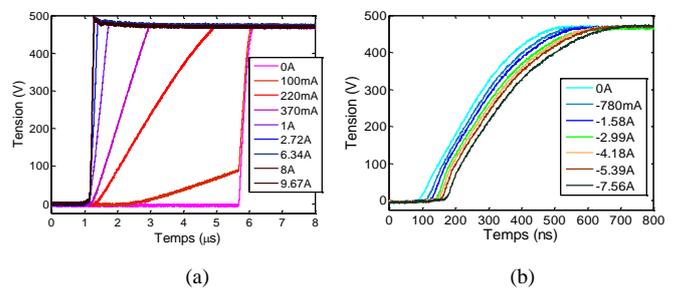


Figure 21 : Formes d'ondes issues de commutations T-D (a) et D-T (b)

Ainsi, à partir des fronts de tension idéaux issus de simulations, il est possible de reconstituer une tension de mode commun dont les variations seront, a priori, les mêmes que celles d'une tension de mode commun mesurée expérimentalement.

4.2. Effet des temps morts

De plus, une attention particulière devra être apportée aux temps morts et à leur compensation. Du fait de compensations imprécises, des impulsions de la largeur d'un temps mort apparaissent sur la tension de mode commun (Figure 22.b).

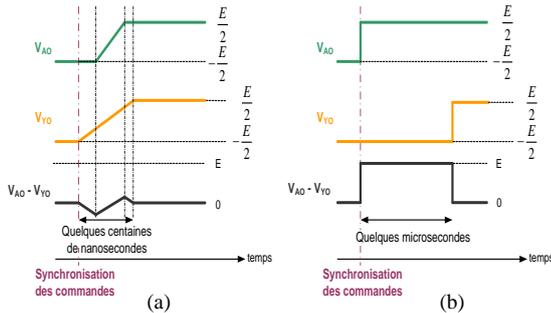


Figure 22 : Résidus issus de synchronisations avec (a) et sans (b) compensation des temps morts

Ces impulsions sont plus importantes que les autres résidus que ce soit en amplitude ou en durée (Figure 22.a). Elles ont pour effet de dégrader le contenu spectral de la tension de mode commun réduite à de simples résidus de la largeur du temps mort.

5. RESULTATS

Les résultats ci-après montrent l'apport de la stratégie de synchronisation totale en termes de réduction du contenu spectral de la tension de mode commun par rapport aux stratégies de modulation classiques qui utilisent une modulation par largeur d'impulsions (MLI) à impulsions centrées avec l'utilisation de porteuses triangulaires.

Pour tous ces résultats la fréquence de découpage de l'onduleur et du redresseur est identique et est fixée à 10 kHz. La fréquence de fonctionnement de l'onduleur (fréquence des modulantes) est fixée à 40Hz pour une profondeur de modulation (amplitude des modulantes) de 0.8. Le redresseur fonctionne à 50Hz pour une profondeur de modulation de 0.88. La tension de bus, V_{dc} , est quant à elle fixée à 700 V. Les temps morts (TM) seront fixés à 1µs.

Afin de représenter des tensions de mode commun en adéquation avec la réalité, une injection de formes d'ondes issues de mesures de commutations est effectuée sur les fronts de tensions idéaux obtenus par simulation sur toute une période de fonctionnement de l'ensemble onduleur-redresseur ici fixée à 100 ms (Figure 23). Cette période de fonctionnement correspond à la plus petite période commune aux deux convertisseurs (qui fonctionnent à 40 et 50Hz).

5.1. Evaluation des gains sur la tension de mode commun

La comparaison est faite entre différentes stratégies de modulation. Une stratégie « classique » où les modulantes sont sinusoïdales et une autre avec application du flat top (blocage d'un bras à chaque période de découpage) sur chacun des deux convertisseurs. Les résultats de ces deux stratégies seront comparés à ceux obtenus avec la synchronisation totale proposée pour laquelle la loi de commande est définie au paragraphe 3.2.3. Pour toutes ces simulations, les temps morts seront parfaitement compensés ce qui permet une observation de résidus liés aux commutations de transistors uniquement.

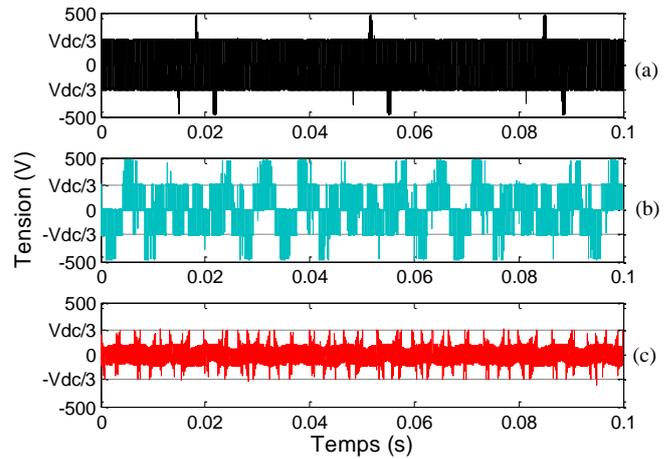


Figure 23 : Simulation dans le domaine temporel sur une période de fonctionnement des tensions de mode commun obtenues avec une MLI sinusoïdale (a), avec flat top (b), avec la stratégie de modulation proposée (c).

Sur une période de fonctionnement de l'association onduleur-redresseur entièrement commandé, le passage d'une MLI à composante homopolaire nulle (sinusoïdale) à un flat top (utilisation de la composante homopolaire pour bloquer un bras de l'onduleur et du redresseur) a permis de réduire le nombre de variations de la tension de mode commun. L'utilisation de la synchronisation totale a permis de réduire l'amplitude de la tension de mode commun. Le même résultat mais cette fois-ci sur une période de découpage est donné Figure 24.

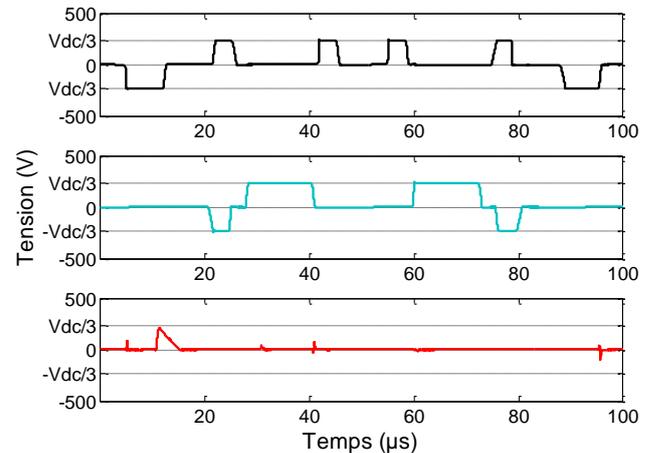


Figure 24 : Simulation dans le domaine temporel sur une période de découpage des tensions de mode commun avec reconstitution des fronts de commutation pour une MLI sinus (a), une utilisation du flat top (b), la stratégie proposée (c)

Le flat top a permis de faire l'économie de quatre variations de la tension de mode commun à chaque période de découpage sur les douze présentes lors de l'utilisation d'une MLI sinus. Il reste donc huit variations de la tension de mode commun avec l'utilisation du flat top. Alors que, l'utilisation de la stratégie de synchronisation totale associée à la loi de commande proposée génère six résidus dont à la fois l'amplitude de la tension de mode commun mais également la durée des impulsions sont réduites à de simples résidus de synchronisation (Figure 24.c).

Cette réduction de la tension de mode commun est aussi étudiée dans le domaine fréquentiel (Figure 25).

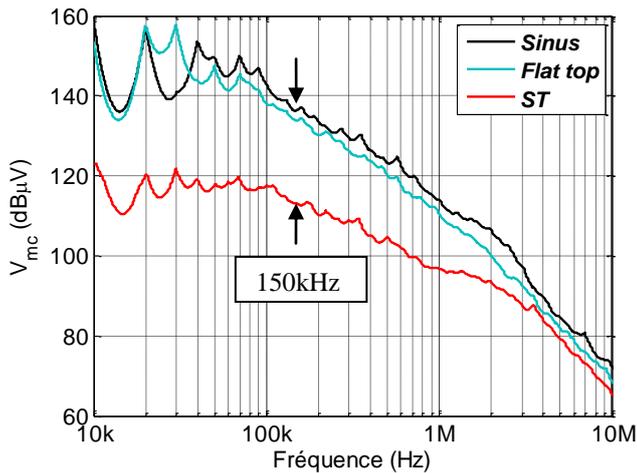


Figure 25 : Simulation de contenus spectraux pour différentes stratégies de modulation de la tension de mode commun

On observe à 150kHz (fréquence qui marque le début de la norme pour les perturbations conduites) un gain de 20dBµV ce qui laisse présager un impact positif sur le dimensionnement du filtre CEM de mode commun en termes de valeur d'inductance. De plus, autour de la fréquence de découpage une réduction de 30dBµV (Figure 25) de l'amplitude du contenu spectral est obtenue. Cette réduction est image du flux dans le noyau de l'inductance de mode commun et donc toute réduction de l'amplitude du spectre autour de la fréquence de découpage induit une réduction de la taille du noyau magnétique de cette inductance.

5.2. Impact des résidus liés aux temps morts

En pratique, des délais entre les signaux de commande des deux transistors d'un même bras, aussi appelés temps morts, sont utilisés pour éviter de court-circuiter le condensateur du bus continu. L'utilisation de temps morts et de la synchronisation totale entraîne l'apparition de nombreux résidus de la largeur d'un temps mort (Figure 26.a). Ces résidus vont dégrader le contenu spectral de la tension de mode commun.

Afin d'améliorer les performances CEM de la synchronisation totale, il faut compenser tous les temps morts de telle sorte à n'obtenir que des résidus issus de la synchronisation de commutations (Figure 26.c). Cette compensation passe par la connaissance du signe des courants [12] [13] de chacune des phases de l'onduleur et du redresseur. Cette méthode de compensation est imprécise lors des passages par zéro du courant. Cette imprécision est due à l'ondulation du courant à la fréquence de découpage et peut donc changer de signe pendant une période de découpage. De ce fait, des impulsions de la largeur d'un temps mort subsisteront (Figure 26.b) et pourraient entraîner une dégradation des performances CEM.

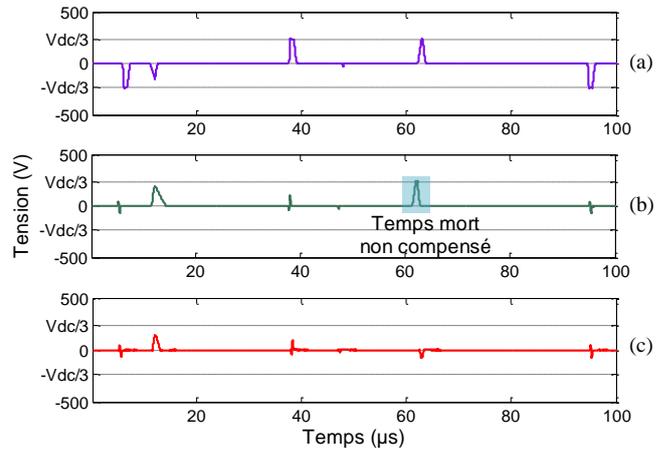


Figure 26 : Représentation temporelle sur une période de découpage des tensions de mode commun lors d'une utilisation de la stratégie de commande proposée sans compensation des temps morts (a), avec compensation des temps morts (b), avec compensation parfaite des temps morts (c)

Afin de quantifier l'effet des temps morts sur le contenu spectral de la tension de mode commun, une représentation fréquentielle de cette tension est donnée Figure 27.

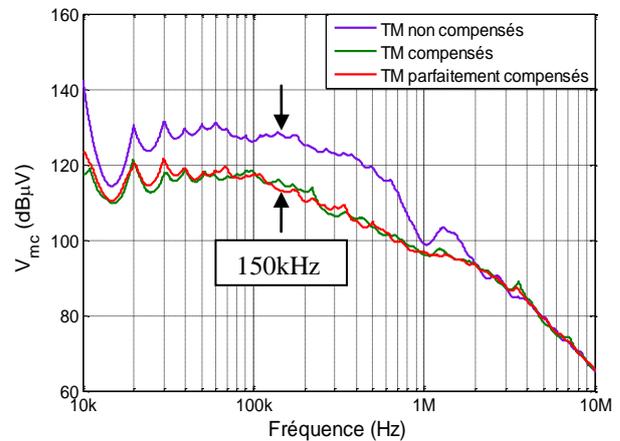


Figure 27 : Contenus spectraux des tensions de mode commun pour différents niveaux de compensation des temps morts

La présence du nombre important de résidus de la largeur d'un temps mort (deux tiers du nombre total de résidus issus de synchronisations), si aucune compensation des temps morts n'est effectuée, entraîne à la fois une dégradation du contenu spectral (Figure 27) de la tension de mode commun de 10dBµV à 150kHz, mais aussi autour de la fréquence de découpage (qui aura un impact sur le volume du noyau magnétique de l'inductance de mode commun).

Alors que, pour une compensation basée sur le signe du courant (qui élimine 90% des résidus de la largeur d'un temps mort), et pour une compensation parfaite des temps morts (qui élimine tous les temps morts), les différences de contenus spectraux sont faibles (quelques dB tout au plus) par rapport à celle obtenue entre le contenu spectral d'une tension de mode commun avec et sans compensation des temps morts.

Ces résultats permettent de déduire que la compensation des temps morts est importante pour l'amélioration des

performances CEM de la stratégie de synchronisation totale. En revanche, l'imprécision de cette compensation des temps morts n'entraîne qu'une dégradation mineure sur le contenu spectral de la tension de mode commun.

6. CONCLUSION

La stratégie de modulation présentée dans cet article a pour objectif de synchroniser tous les fronts d'une association onduleur-redresseur entièrement commandé. Pour réaliser ces synchronisations, il faut respecter certaines conditions comme l'égalité des composantes homopolaires et des fréquences de découpages pour les deux convertisseurs. L'étude de cette stratégie a permis de mettre en lumière douze solutions possibles permettant la synchronisation de tous les fronts. De plus, l'ajout d'autres contraintes pour éviter le basculement des impulsions, dont les effets sont néfastes notamment sur l'ondulation du courant en sortie (ou en entrée) des convertisseurs, a permis l'élaboration d'un algorithme simple à implémenter et qui permet la synchronisation de tous les fronts de tension à tous points de fonctionnements du variateur de vitesse.

Afin d'évaluer les gains sur le contenu spectral de la tension de mode commun, une réinjection de fronts de tensions mesurés expérimentalement sur les résultats de simulation a été mise en œuvre. Cette injection de formes d'ondes mesurées a pour objectif de se rapprocher au plus de la forme réelle de la tension de mode commun. De plus, une étude de l'influence des temps morts sur la dégradation des performances CEM de la stratégie de modulation proposée a été réalisée. Cette étude montre que la compensation joue un rôle majeur dans l'amélioration des performances alors que sa précision non.

Au final, cette stratégie permet de réduire les variations de la tension de mode commun et la présence de différentes solutions permettant de réaliser cette synchronisation totale ouvre la porte à l'optimisation de différents paramètres des variateurs de vitesse autres que le mode commun.

7. REFERENCES

- [1] J. Zitzelsberger, « Space Vector Modulation with Current Based Dead Time Compensation using Kalman-Filter », IEEE 32nd Annual Conference on Industrial Electronics, IECON 2006, 2006, Paris (France)
- [2] M. Cacciato, A. Consoli, « Reduction of common-mode currents in PWM inverter Motor drives », IEEE transactions on industry applications, 1999, vol. 35, pp 469 - 476
- [3] H. Zhang, A. Von Jouanne, « Multilevel Inverter Modulation Schemes to Eliminate Common-Mode Voltages », IEEE transactions on industry applications, 2000, vol. 36, pp 1645 - 1653
- [4] J. Rodríguez, « A new modulation method to reduce common-mode voltages in multilevel inverters », IEEE transactions on industrial electronics, 2004, vol. 51, pp 834 - 839
- [5] A. BenAbdelghani, « Use of Extra Degrees of Freedom in Multilevel Drives », IEEE transaction on industrial electronics, 2002, vol. 49, pp 965 - 977
- [6] A. Videt, « Variateur de vitesse à impact électromagnétiques réduit : onduleur multi niveaux et nouvelles stratégies de modulation », 2008, Université de Lille 1
- [7] H.-D. Lee, « A common mode voltage reduction in boost rectifier/inverter system by shifting active voltage vector in a control period », IEEE Transactions on Power Electronics, 2000, vol. 15, pp 1094 - 1101
- [8] A. De Broe, Neutral-to-ground voltage minimization in a PWM-rectifier/inverter configuration », 1996. Sixth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 1996
- [9] A. Videt, P. Loizelet, M. Thiam, « Control method and system for reducing the common-mode current in a power converter », brevet détenu par Schneider Toshiba Inverter Europe, soumission 2010 , n° US 2012/0081932 A1, 2012
- [10] D. Holmes, « The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes », IEEE transactions on Industry Applications, 1996, vol. 32, pp 1122 - 1129
- [11] N. Idir, J. J. Franchaud, R. Baussière, « Effects of Inverter Commutations on Common and Differential Mode Currents in Adjustable Speed Drive », transactions on International Review of Electrical Engineering (IREE), 2006, vol. 5
- [12] Y.-S. Lai, P.-S. Chen, « Optimal Common-Mode Voltage Reduction PWM Technique for Inverter Control With Consideration of the Dead- Time Effects – Part II: Applications to IM Drives With Diode Front End », IEEE transactions on industry applications, 2004, vol. 40, pp 1613 – 1620
- [13] J.-W. Choi, "Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation", IEEE transactions on Power Electronics, 1996, vol. 11, pp 221 – 227