

N° d'ordre : 41923

Université Lille 1 – Sciences et Technologies  
Ecole Doctorale Sciences pour l'Ingénieur  
Thèse

Présentée en vue d'obtenir le grade de

Docteur

En

Génie électrique

Par

Mehdi Messaoudi

Doctorat Délivré par l'Université Lille 1 – Sciences et Technologies

Stratégie de modulation pour la réduction des perturbations  
conduites générées par un variateur de vitesse à redresseur MLI

Soutenue le 18 décembre 2015 devant le jury

Président	Prof. François COSTA	Université Paris-Est de Créteil
Rapporteur	Prof. Serge PIERFEDERICI	Université de Lorraine – Nancy
Rapporteur	Prof. Khalil EL KHAMLICHI DRISSI	Université Blaise Pascal – Clermont-Ferrand
Directeur de thèse	Prof. Nadir IDIR	Université Lille 1
Co-encadrant	Dr. Arnaud VIDET	Université Lille 1
Invité industriel	Mr. Hocine BOULHARTS	Schneider Toshiba Inverter



## Remerciements

Après ces trois années de thèse, il est temps de remercier toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à ces travaux.

Tout d'abord, je tiens à remercier l'ensemble des membres du jury pour l'intérêt que vous avez porté à mes travaux. Je remercie Monsieur François Costa, Professeur à l'Université Paris Est de Créteil d'avoir accepté de présider mon jury de thèse. Je remercie également Monsieur Serge Pierfederici, Professeur à l'Université de Lorraine et Monsieur Khali El Khamlichi Drissi, Professeur à l'Université Blaise Pascal de Clermont Ferrand d'avoir accepté de rapporter sur mon travail de thèse. Je ne doute pas que cela n'a pas été une mince affaire et je vous remercie pour vos analyses pertinentes et constructives de mes travaux. Je remercie également Monsieur Heu Vang, Docteur ingénieur en électronique de puissance, de m'avoir accueilli au sein de Schneider Toshiba Inverter Europe. Je remercie également Mr Hocine Boulharts, Ingénieur en électronique de puissance chez Schneider Toshiba, pour son soutien, son suivi de mes travaux, ainsi que pour toutes les remarques « tatillonnes » qu'il a pu me faire durant ces trois années. Je tiens à remercier tout particulièrement Messieurs Nadir Idir, Professeur à l'Université de Lille 1 et Arnaud Videt, Maître de Conférences à l'Université de Lille 1 pour leur soutien indéfectible tout au long de ces trois années. Je vous remercie pour vos conseils, votre disponibilité, votre temps et les nombreuses fautes d'orthographe que vous avez pris, je le pense, plaisir à commenter (n'est-ce pas ma « bête noire ^^ »). A titre d'information :

*Le doctorant écrit : « Vis – versa »*

*L'encadrant répond : « t'as pété un boulon »*

Merci également pour l'effort de rigueur dont vous avez fait preuve lors de la revue de mes travaux, rigueur qui j'en suis certain me sera très utile par la suite.

Une pensée toute particulière est adressée à ma famille et à ma petite amie qui a du me « supporter » durant ces trois ans riches en expériences (et en alcool).

*« On ne peut pas gagner sur tous les plans ainsi faut-il savoir si le jeu en vaut la chandelle »*

Bonne lecture



# Table des matières

<b>Table des figures</b> .....	viii
<b>Liste des tableaux</b> .....	xiv
<b>Introduction générale</b> .....	1
<b>Chapitre 1 :</b> .....	4
<b>1. Perturbations électromagnétiques (PEM)</b> .....	8
<b>1.1. Définitions</b> .....	9
<b>1.1.1. Généralités sur les perturbations électromagnétiques</b> .....	9
<b>1.1.2. Courant de mode commun et de mode différentiel</b> .....	10
<b>1.1.3. Surtensions en sortie des variateurs de vitesse</b> .....	11
<b>1.2. Analyse des problèmes de PEM</b> .....	12
<b>1.2.1. Source de perturbations</b> .....	13
<b>1.2.2. Couplages: chemins de propagation</b> .....	14
<b>1.2.3. Les victimes</b> .....	15
<b>1.3. Mesure des perturbations conduites</b> .....	17
<b>1.3.1. Protocole de mesure des PEM</b> .....	17
<b>1.3.2. Normes appliquées à la variation de vitesse</b> .....	19
<b>2. Méthodes de réduction des perturbations conduites</b> .....	20
<b>2.1. Topologie des convertisseurs de puissance</b> .....	20
<b>2.2. Filtrage</b> .....	21
<b>2.2.1. Filtres passifs</b> .....	22
<b>2.2.2. Filtres actifs</b> .....	25
<b>2.2.3. Conclusion sur les solutions de filtrage</b> .....	26
<b>2.3. Commutation des interrupteurs de puissance</b> .....	26
<b>2.3.1. Action sur les commutations des transistors</b> .....	28
<b>2.3.2. Circuits d'aide à la commutation</b> .....	29

2.3.3.	Commutation douce .....	29
2.3.4.	Conclusion sur la réduction des $dV/dt$ .....	29
2.4.	Commande logique des interrupteurs de puissance .....	29
2.4.1.	Application à un ensemble redresseur pont de diode - onduleur .....	30
2.4.2.	Application à un ensemble redresseur MLI - onduleur .....	32
2.4.3.	Conclusion sur les stratégies de modulation .....	34
3.	Détermination de la structure du convertisseur du variateur de vitesse.....	35
3.1.	Choix de la structure du convertisseur.....	36
3.1.1.	Distorsions harmoniques sur le réseau électrique .....	36
3.1.2.	Présentation de la structure retenue.....	38
3.2.	Commande des convertisseurs .....	39
3.2.1.	Principe de commande d'un onduleur MLI.....	39
3.2.2.	Principe de commande du redresseur MLI .....	42
3.3.	Etude des degrés de liberté de l'ensemble AFE – onduleur.....	42
3.3.1.	La composante homopolaire.....	43
3.3.2.	Le déplacement d'impulsions .....	43
4.	Conclusion du chapitre .....	45

## **Chapitre 2 :**..... 46

1.	Présentation de la stratégie de modulation .....	48
1.1.	Principe de réduction des variations de la tension de mode commun générée par un variateur de vitesse avec redresseur AFE .....	49
1.2.	Etude de la stratégie de modulation développée.....	50
2.	Degrés de liberté liés à la synchronisation totale .....	52
2.1.	Influence de la largeur des impulsions sur la tension du bus continu .....	52
2.1.1.	Utilisation de la composante homopolaire.....	54
2.1.2.	Application de l'injection d'harmonique 3 à la synchronisation totale.....	56
2.1.3.	Conséquences sur le ratio des tensions entrée-sortie.....	58
2.1.4.	Conséquences sur la tension du bus continu $E$ .....	60
2.2.	Différentes solutions de synchronisation totale.....	62
2.2.1.	Cas d'association de fronts de tension impropres à la synchronisation totale.....	63
2.2.2.	Etude des solutions pour une synchronisation totale .....	64
2.2.3.	Placement des impulsions sur une période de découpage.....	66

<b>3.</b>	<b>Mise en œuvre d'un algorithme décisionnel.....</b>	<b>67</b>
<b>3.1.</b>	<b>Critère de choix .....</b>	<b>67</b>
<b>3.2.</b>	<b>Respect du critère en fonction du point de fonctionnement et des différentes solutions de synchronisation.....</b>	<b>68</b>
<b>3.2.1.</b>	<b>Définition des points de fonctionnement du variateur de vitesse .....</b>	<b>68</b>
<b>3.2.2.</b>	<b>Contrainte de confinement dans une période de commutation.....</b>	<b>69</b>
<b>3.2.3.</b>	<b>Contrainte d'imbrication des impulsions.....</b>	<b>77</b>
<b>3.3.</b>	<b>Conclusion de l'étude théorique.....</b>	<b>80</b>
<b>4.</b>	<b>Validation de l'algorithme décisionnel .....</b>	<b>81</b>
<b>4.1.</b>	<b>Validation du principe de la synchronisation totale.....</b>	<b>81</b>
<b>4.2.</b>	<b>Justification du choix de confinement des impulsions dans la période de découpage..</b>	<b>84</b>
<b>5.</b>	<b>Conclusion du chapitre .....</b>	<b>87</b>

## **Chapitre 3 :..... 88**

<b>1.</b>	<b>Influence des imperfections sur la tension de mode commun .....</b>	<b>90</b>
<b>1.1.</b>	<b>L'origine des résidus de commutations : les commutations des transistors.....</b>	<b>91</b>
<b>1.2.</b>	<b>Sensibilité au synchronisme des commutations (<math>\Delta\tau</math>) .....</b>	<b>94</b>
<b>1.2.2.</b>	<b>Retards dans la chaîne de commande des transistors .....</b>	<b>96</b>
<b>1.2.3.</b>	<b>Défaut de synchronisme lié à l'établissement du courant dans le canal lors de la mise en condition d'un transistor .....</b>	<b>100</b>
<b>1.3.</b>	<b>Similitude des fronts de tension <math>dV/dt</math>.....</b>	<b>102</b>
<b>1.3.1.</b>	<b>Résidus liés à deux commutations de type transistors vers diode (TD).....</b>	<b>102</b>
<b>1.3.2.</b>	<b>Résidus liés à une synchronisation des deux types de commutation.....</b>	<b>104</b>
<b>2.</b>	<b>Modélisation réaliste des commutations.....</b>	<b>105</b>
<b>2.1.</b>	<b>Modèles de commutation .....</b>	<b>105</b>
<b>2.1.1.</b>	<b>Modélisation simplifiée des phénomènes de commutation : méthode 1 .....</b>	<b>106</b>
<b>2.1.2.</b>	<b>Modélisation plus fine des phénomènes de commutation : méthode 2 .....</b>	<b>109</b>
<b>2.1.3.</b>	<b>Injection de formes d'onde mesurées : méthode 3.....</b>	<b>112</b>
<b>2.1.4.</b>	<b>Récapitulatif des différentes méthodes de modélisation des fronts de tension ....</b>	<b>113</b>
<b>2.2.</b>	<b>Comparaison des modèles proposés.....</b>	<b>113</b>
<b>2.2.1.</b>	<b>Deux commutations diode-transistor.....</b>	<b>114</b>
<b>2.2.2.</b>	<b>Deux commutations transistor-diode.....</b>	<b>114</b>
<b>2.2.3.</b>	<b>Une commutation TD et une DT – commutation mixte .....</b>	<b>115</b>

<b>3. Impact des résidus sur la synchronisation totale</b> .....	117
<b>3.1. Résidus présents à chaque période de découpage</b> .....	117
<b>3.2. Effets de la compensation des temps morts</b> .....	119
<b>3.3. Effets de la charge appliquée au variateur de vitesse</b> .....	121
<b>4. Voies d'optimisation du contenu spectral de la tension de mode commun</b> .....	123
<b>4.1. Augmentation des vitesses de commutation</b> .....	123
<b>4.2. Maximisation des résidus DT – DT</b> .....	127
<b>4.3. Optimisation de la symétrie des résidus de commutations</b> .....	130
<b>5. Conclusion du chapitre</b> .....	132

## **Chapitre 4 :**..... 134

<b>1. Mise en œuvre du dispositif expérimental</b> .....	136
<b>1.1. Spécifications techniques</b> .....	136
<b>1.2. Description des moyens de mesure</b> .....	137
<b>1.3. Mise en œuvre de l'algorithme de synchronisation totale</b> .....	138
<b>2. Validation des performances en mode commun</b> .....	140
<b>2.1. Validation du principe de synchronisation totale</b> .....	140
<b>2.2. Effet de la compensation des temps morts</b> .....	141
<b>2.3. Amélioration de la symétrie des résidus de commutation</b> .....	144
<b>2.3.1. Homogénéisation des <math>dV/dt</math></b> .....	144
<b>2.3.2. Symétrie des résidus de commutation</b> .....	145
<b>2.3.3. Conséquences sur la tension de mode commun</b> .....	152
<b>2.4. Conséquences sur le courant de mode commun</b> .....	156
<b>3. Apports de la ST dans le domaine industriel</b> .....	159
<b>3.1. Modèle de mode commun simplifié du dispositif expérimental</b> .....	160
<b>3.1.1. Mesure des capacités du câble et du moteur (<math>C_{O_1}</math>)</b> .....	161
<b>3.1.2. Mesure des capacités d'un module de puissance : <math>C_{bus-terre}</math> et <math>C_{phases-terre}</math></b> .....	163
<b>3.1.3. Mesure des capacités entre RSIL et variateur : <math>C_{R_1}</math></b> .....	164
<b>3.1.4. Validation du modèle</b> .....	165
<b>3.2. Contraintes CEM pour un variateur de vitesse standard (stratégie de modulation SPWM)</b> .....	166
<b>3.2.1. Effet de la longueur du câble moteur</b> .....	166
<b>3.2.2. Saturation des filtres de mode commun</b> .....	168

<b>3.3. Application de la synchronisation totale .....</b>	<b>169</b>
<b>3.3.1. Contrainte liée aux grandes longueurs de câble .....</b>	<b>169</b>
<b>3.3.2. Réduction du flux dans le noyau magnétique de la bobine de mode commun.....</b>	<b>173</b>
<b>4. Conclusion du chapitre .....</b>	<b>177</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>180</b>
<b>Annexes.....</b>	<b>184</b>
<i>Annexe 1</i> : Cas particuliers de synchronisation de fronts de tension.....	186
<i>Annexe 2</i> : Solutions d'association de fronts de tension pour la synchronisation totale .....	187
<i>Annexe 3</i> : Représentation des solutions de synchronisation à l'aide des motifs de base .....	189
<i>Annexe 4</i> : Dénombrement des résidus DT – DT.....	190
<b>Bibliographie.....</b>	<b>194</b>

# Table des figures

## Chapitre 1 :

<b>Figure 1.1</b> : Principe d'analyse CEM.....	10
<b>Figure 1.2</b> : Chemin de propagation des courants de mode différentiel et de mode commun - système monophasé (a) et triphasé (b) .....	11
<b>Figure 1.3</b> : Tensions aux bornes du câble triphasé (a) et formes d'ondes des tensions (b) .....	12
<b>Figure 1.4</b> : Circulation des courants HF dans un variateur de vitesse .....	12
<b>Figure 1.5</b> : Représentation d'une impulsion de tension (a) et sa réponse fréquentielle (b) .....	13
<b>Figure 1.6</b> : Tension de mode commun générée par un onduleur MLI .....	14
<b>Figure 1.7</b> : Représentation des capacités parasites pour un bras d'onduleur deux niveaux.....	15
<b>Figure 1.8</b> : Représentations d'un moteur vu en coupe (a) et des capacités parasites au sein d'un moteur (b).....	16
<b>Figure 1.9</b> : Victimes des courants de mode commun.....	16
<b>Figure 1.10</b> : Dispositif de mesure de perturbations électromagnétiques.....	17
<b>Figure 1.11</b> : Circuit équivalent simplifié de mode commun d'un variateur de vitesse à pont de diode .....	18
<b>Figure 1.12</b> : Gabarit de la norme 61800-3 classe 3 pour une mesure avec un détecteur <i>quasi-peak</i> ..	19
<b>Figure 1.13</b> : Représentation de l'impact des échelons de tension (a) sur la représentation spectrale asymptotique (b) de la tension.....	20
<b>Figure 1.14</b> : Tension entre phases fournie par un onduleur à deux (a) et trois (b) niveaux de tension	21
<b>Figure 1.15</b> : Contenu spectral simulé d'une tension entre phases sans filtre (a) et avec filtre (b) atténuation du filtre (c) .....	22
<b>Figure 1.16</b> : Utilisation d'un filtre sinusoïdal.....	23
<b>Figure 1.17</b> : Filtre de mode commun sur le réseau .....	24
<b>Figure 1.18</b> : Filtre de mode commun en sortie de l'onduleur .....	24
<b>Figure 1.19</b> : Représentation simplifiée de mode commun d'une mise en opposition de sources de perturbations.....	25
<b>Figure 1.20</b> : Représentation de l'impact des vitesses de commutation (a) sur la représentation spectrale asymptotique (b) d'une tension trapézoïdale.....	26
<b>Figure 1.21</b> : Structure du convertisseur abaisseur(a) formes d'ondes des courants et tensions d'un IGBT durant la commutation turn-ON (b) et turn-OFF (c) .....	27
<b>Figure 1.22</b> : Tension de mode commun sans (a) et avec (b) <i>flat top</i> .....	30
<b>Figure 1.23</b> : Tension de mode commun avec synchronisation de deux fronts de tension (a), résultante de deux fronts de tension sans (b) et avec (c) synchronisation .....	31
<b>Figure 1.24</b> : Tension de mode commun généré par un ensemble redresseur MLI – onduleur (a), résultante de deux fronts de tension sans (b) et avec (c) synchronisation .....	33
<b>Figure 1.25</b> : Stratégie de synchronisation partielle (a) et totale (b) des fronts de tension d'un ensemble AFE – onduleur. ....	34
<b>Figure 1.26</b> : Structure de conversion pour la variation de vitesse .....	36
<b>Figure 1.27</b> : Simulation de courants absorbés par un redresseur à diodes (a) et son contenu spectral (b) .....	37
<b>Figure 1.28</b> : Circulation des courants de mode commun dans un environnement composé d'un ensemble AFE - onduleur.....	38
<b>Figure 1.29</b> : Modèle de mode commun avec utilisation d'un AFE .....	39
<b>Figure 1.30</b> : Onduleur deux niveaux.....	40

<b>Figure 1.31</b> : Modulation intersective avec utilisation d'une porteuse triangulaire (a) dent de scie descendante (b) et dent de scie ascendante (c) .....	41
<b>Figure 1.32</b> : Contrôle d'AFE par imbrication de régulation de tension et de courant .....	42
<b>Figure 1.33</b> : Application de la composante homopolaire.....	43
<b>Figure 1.34</b> : Impulsion centrée (a) et déplacée sur la gauche (b) par utilisation d'une modulation intersective .....	44

## Chapitre 2 :

<b>Figure 2.1</b> : Structure d'un variateur de vitesse étudiée .....	48
<b>Figure 2.2</b> : Modèle électrique équivalent simplifié de mode commun du variateur de vitesse étudié	49
<b>Figure 2.3</b> : Tension mode commun simplifié d'un variateur de vitesse composé d'un AFE (a) – tension résultante de la différence de $V_{AO}$ et $V_{XO}$ (b) – principe d'annulation des variations (c) .....	50
<b>Figure 2.4</b> : Tension mode commun obtenue avec la SPWM (a) et la synchronisation totale (b) .....	51
<b>Figure 2.5</b> : Synchronisation des fronts montants (FM) et descendant (FD) permettant une synchronisation totale.....	53
<b>Figure 2.6</b> : Représentation d'un motif de synchronisation sous forme d'une somme algébrique des largeurs d'impulsions .....	53
<b>Figure 2.7</b> : Extension de linéarité d'un AFE (a) et d'un onduleur par application d'une composante homopolaire calculée pour l'AFE .....	57
<b>Figure 2.8</b> : Potentialité de réduction de l'amplitude de la composante homopolaire pour une extension de linéarité à $2/\sqrt{3}$ .....	58
<b>Figure 2.9</b> : Limitation des profondeurs de modulation en fonction du rapport des tensions entrée/sortie du variateur de vitesse (a) – Limitation de $r_{red}$ en fonction de $r_{ond}$ (b) .....	60
<b>Figure 2.10</b> : Augmentation relative de la tension du bus continu par application de la contrainte d'égalité des composantes homopolaires .....	61
<b>Figure 2.11</b> : Multiplicité des solutions de synchronisation totale .....	62
<b>Figure 2.12</b> : Cas de synchronisation totale (a) et représentation simplifiée du motif de synchronisation (b) .....	63
<b>Figure 2.13</b> : Cas de synchronisation totale avec égalisation de deux impulsions (a) et représentation simplifiée du motif de synchronisation (b).....	64
<b>Figure 2.14</b> : Dénombrement des solutions de synchronisation totale – exemple de la solution n°1 ..	65
<b>Figure 2.15</b> : Degré de liberté sur le positionnement de la période de découpage .....	66
<b>Figure 2.16</b> : Motif de synchronisation totale avec confinement dans la période de découpage (a) et sans (b) .....	67
<b>Figure 2.17</b> : Motif récurant à toute solution de synchronisation pour une synchronisation totale .....	70
<b>Figure 2.18</b> : Motif de confinement à trois impulsions (a) dans une impulsion d'un convertisseur (b) ou de l'autre (c) .....	71
<b>Figure 2.19</b> : Solutions de synchronisation issues d'un même motif de base .....	79
<b>Figure 2.20</b> : Instants de commutation pour un cas de confinement dans l'association de trois impulsions (a) et dans Max (b).....	81
<b>Figure 2.21</b> : Résultats de simulation pour une tension de mode commun obtenue par MLI centrée (a) et par utilisation de la méthode de synchronisation totale (b) .....	82
<b>Figure 2.22</b> : Zoom sur deux périodes de découpage des tensions de mode commun obtenues par une MLI centrée (a) et par utilisation de la ST (b).....	83

<b>Figure 2.23</b> : Tension du bus continu (a), tension et courant de ligne (b). (Simulation).....	84
<b>Figure 2.24</b> : Courant et tension entre phases avec utilisation de la SPWM (a), ST + sol. 4 (b) et ST + sol. 7 (c). (Simulation).....	85
<b>Figure 2.25</b> : Ondulation de courant et tension simples délivrées par l'onduleur dans le cas d'impulsions imbriquées et centrées (a) obtenue avec la SPWM, d'imbriication non centrée (b), de chevauchement (c) et de basculement (d) obtenus avec la ST. (Simulation) .....	85

## Chapitre 3 :

<b>Figure 3.1</b> : Représentation d'un variateur de vitesse à redresseur MLI.....	91
<b>Figure 3.2</b> : Représentation simplifiée des différents types de commutation.....	92
<b>Figure 3.3</b> : Commutations TD de durée supérieure au temps mort – commutations à deux pentes ...	92
<b>Figure 3.4</b> : Résidus issu des commutations parfaitement synchronisées (a), et de commutations quelconques (b) .....	93
<b>Figure 3.5</b> : Représentation temporelle des résidus mixtes avec et sans temps morts (a) et analyse fréquentielle pour différent TM (b) .....	94
<b>Figure 3.6</b> : Compensation des temps morts pour un courant de phase $i_x$ positif (a) et négatif (b) .....	95
<b>Figure 3.7</b> : Représentation simplifiée de la chaîne de commande des transistors.....	96
<b>Figure 3.8</b> : Représentation des retards pouvant subvenir sur la chaîne de commande des transistors	97
<b>Figure 3.9</b> : Mesure du Jitter (a) et zoom sur la plage de variations (b).....	98
<b>Figure 3.10</b> : Défauts de synchronisme occasionnés par le jitter $\Delta T_{\text{jitter}}$ .....	99
<b>Figure 3.11</b> : Probabilité de présence du jitter en fonction du défaut de synchronisme $\Delta T_{\text{jitter}}$ .....	99
<b>Figure 3.12</b> : Commutation DT pour différents courants commuté (a) et retard $\Delta T_{\text{canal}}$ lié à l'établissement du courant dans le canal du transistor en fonction du courant commuté (b) .....	101
<b>Figure 3.13</b> : Simulation de résidus DT–DT pour différentes durées de commutation (a) et analyse fréquentielle (b) .....	102
<b>Figure 3.14</b> : Résidus TD–TD pour différentes durées de commutation (a) et analyse fréquentielle (b) .....	103
<b>Figure 3.15</b> : Mesures expérimentales de commutation TD pour différents courants commutés (a), zoom pour les forts courants (b).....	104
<b>Figure 3.16</b> : Simulation de résidus TD–DT pour différent $dV/dt$ (a) et analyse fréquentielle (b) ...	105
<b>Figure 3.17</b> : Linéarisation des commutations DT (a) et évolution simplifiée du courant commuté (b) .....	106
<b>Figure 3.18</b> : Modélisation des commutations TD sans (a) et avec (b) cassure de pente en utilisant la méthode 1 .....	107
<b>Figure 3.19</b> : Modélisation de résidus issus de deux commutations DT, en fonction du courant commuté, avec la méthode 1 (a) et prise en compte de l'évolution tendancielle de $\Delta T_{\text{Canal}}$ (méthode 2) fonction du courant commuté (b) .....	110
<b>Figure 3.20</b> : Méthode 2 de reproduction des commutations TD sans (a) et avec (b) cassure de pente en fonction du courant commuté .....	111
<b>Figure 3.21</b> : Interpolation des courbes de commutation mesurées sans (a) et avec (b) cassure de pente .....	112
<b>Figure 3.22</b> : Résultats de simulations des formes d'ondes temporelles (a) et enveloppes spectrales (b) des « résidus » de synchronisations de deux commutations DT .....	114
<b>Figure 3.23</b> : Résultats de simulations des formes d'ondes temporelles (a) et enveloppes spectrales (b) de « résidus » de synchronisation de deux commutations TD .....	115

<b>Figure 3.24</b> : Résultats de simulations des formes d'ondes temporelles (a) et enveloppes spectrales (b) de « résidus » de synchronisation des commutations TD et DT .....	115
<b>Figure 3.25</b> : Résultats de simulations des formes d'ondes temporelles (a) et enveloppes spectrales (b) des « résidus » lors d'une synchronisation des commutations DT et TD avec cassure de pente.....	116
<b>Figure 3.26</b> : Résidus générés par la synchronisation totale (exemple avec la solution n° 7).....	119
<b>Figure 3.27</b> : Résultats des simulations de la tension de mode commun obtenue avec la SPWM (a), la ST sans compensation des temps morts (b), la ST avec compensation des temps morts basée sur le signe du courant (c), la ST sans temps morts (d).....	120
<b>Figure 3.28</b> : Contenu spectral de la tension de mode commun en pour différentes stratégies de modulation et de la compensation des temps morts .....	121
<b>Figure 3.29</b> : Résultats de simulation temporelle (a, b) et analyse fréquentielle (c) d'une tension de mode commun pour un moteur à vide et chargé .....	122
<b>Figure 3.30</b> : Evolution relative de la tension de mode commun pour.....	124
<b>Figure 3.31</b> : Comparatif temporel (a) et fréquentiel (b) entre une impulsion et un résidu de commutation de type DT - DT .....	125
<b>Figure 3.32</b> : Représentation d'impulsions (a) et de résidus (b) sous différentes vitesses de commutations .....	126
<b>Figure 3.33</b> : Représentation asymptotique du contenu spectral des différentes impulsions et des résidus de commutations .....	127
<b>Figure 3.34</b> : Résidus de type DT – DT sans (a) et avec (b) compensation parfaite des défauts de synchronisme (commutation sous forme de droites).....	127
<b>Figure 3.35</b> : Comparaison des contenus spectraux de tension de mode commun pour une maximisation et une minimisation des résidus de type DT - DT .....	129
<b>Figure 3.36</b> : Formation d'un résidu mixte sans (a) et avec (b) synchronisation à mi-tension .....	130
<b>Figure 3.37</b> : Détermination des durées pour atteindre la mi-tension des commutations TD (a) et DT (b) mesurées expérimentalement.....	130
<b>Figure 3.38</b> : Résultats des simulations temporelles sur une période de découpage (a) et analyses fréquentielles (b) de la tension de mode commun sans et avec une synchronisation à mi-tension .....	131

## Chapitre 4 :

<b>Figure 4.1</b> : Dispositif expérimental utilisé pour les mesures expérimentales .....	137
<b>Figure 4.2</b> : Système de mesure des tensions de mode commun du variateur de vitesse étudié.....	138
<b>Figure 4.3</b> : Représentation schématique de l'implémentation de l'algorithme de synchronisation totale .....	139
<b>Figure 4.4</b> : Régulation de la tension du bus continu sans (a) et avec (b) un retard entre les modulantes et les ordres de commandes appliqués à l'AFE (simulations).....	140
<b>Figure 4.5</b> : Mesures expérimentales des tensions de mode commun induites par l'AFE et l'onduleur (a) puis par le variateur de vitesse (b) sur une période de découpage .....	141
<b>Figure 4.6</b> : Forme d'onde de la tension de mode commun sur une période de découpage (a) analyse fréquentielle (b) pour les stratégies SPWM et ST avec et sans compensation des temps morts pour un fonctionnement à vide .....	141
<b>Figure 4.7</b> : Mesures expérimentales du : (a) courant absorbé par le moteur, (b) courant prélevé du réseau électrique par l'AFE, (c) tension de mode commun sur une période de fonctionnement de l'ensemble AFE – onduleur, (d) courant prélevé du réseau électrique par l'AFE sur deux périodes découpage, (e) tension de mode commun résultante sur deux périodes de découpage .....	142

<b>Figure 4.8</b> : Analyse fréquentielle de la tension de mode commun obtenue avec la ST pour différents points de charge du moteur .....	143
<b>Figure 4.9</b> : Formes d'ondes des commutations transistor vers diode de l'AFE (a) et de l'onduleur (b) pour différentes valeurs de courant commuté .....	144
<b>Figure 4.10</b> : Mesures des retards liés aux délais de la chaîne de commande d'un transistor de l'onduleur pour des commutations de type TD et DT ( $t = 0$ correspond à l'instant où l'ordre logique est envoyé).....	145
<b>Figure 4.11</b> : Dénomination des douze transistors dans les six bras de la structure AFE – onduleur	146
<b>Figure 4.12</b> : Génération de commutations sans (a) et avec (b) compensation des délais de propagation des ordres de commande – exemple entre les bras A et X .....	148
<b>Figure 4.13</b> : Mesure des durées à mi-tension des commutations DT (a) des commutations TD de l'onduleur (b) et de l'AFE (c).....	149
<b>Figure 4.14</b> : Analyse de l'évolution de la durée à mi-tension en fonction du courant commuté des commutations DT (a) des commutations TD de l'onduleur (b) et de l'AFE (c) .....	150
<b>Figure 4.15</b> : Calcul de $\Delta T_{MH}$ pour la synchronisation à mi-tension sur un ordre de commande de type front montant (a) et descendant (b) .....	152
<b>Figure 4.16</b> : Courant consommé par l'AFE (a) et le moteur (b) pour un fonctionnement à vide.....	153
<b>Figure 4.17</b> : Tension de mode commun issue de la ST mesurée sur une période de fonctionnement du variateur de vitesse (a) et analyse fréquentielle (b) pour un fonctionnement à vide .....	153
<b>Figure 4.18</b> : Courant consommé par l'AFE (a) et moteur (b) pour un fonctionnement en charge....	154
<b>Figure 4.19</b> : Tension de mode commun issue de la ST mesurée expérimentalement sur une période de fonctionnement du variateur de vitesse (a) et sur une période de découpage (b) pour un fonctionnement en charge .....	154
<b>Figure 4.20</b> : Analyse fréquentielle de la tension de mode commun issue de la ST pour un fonctionnement du moteur en charge .....	155
<b>Figure 4.21</b> : Résidus de commutation dans le cas : une mauvaise compensation de commutations TD - DT (a), des temps morts mal compensés, une bonne compensation de commutations dont l'une est à cassure de pente (b), une bonne compensation de commutations DT – DT (c) .....	156
<b>Figure 4.22</b> : Représentation schématique des points de mesure du courant de circulation à la terre	156
<b>Figure 4.23</b> : Mesure temporelle (a) et analyse fréquentielle (b) du courant de mode commun pour les deux stratégies de modulation avec un câble de 5m.....	157
<b>Figure 4.24</b> : Atténuation de la tension et du courant de mode commun pour les deux stratégies de modulation avec 5m de câble moteur.....	158
<b>Figure 4.25</b> : Dispositif de mesure du courant entre la terre et le radiateur - chemin capacitif du bus continu (a) et mesure du courant pour les deux stratégies de modulation (b) .....	158
<b>Figure 4.26</b> : Mesure du courant de mode commun en entrée du variateur de vitesse sans connexion à la terre (a) – Atténuation du courant par rapport à la tension de mode commun (b).....	159
<b>Figure 4.27</b> : Représentation simplifiée de mode commun d'un variateur de vitesse et de son environnement.....	160
<b>Figure 4.28</b> : Représentation schématique de la méthode de mesure de l'impédance de mode commun du câble en circuit ouvert (a) et du câble connecté au moteur (b).....	161
<b>Figure 4.29</b> : Impédance (a) et phase (b) du câble de 150m avec et sans moteur connecté .....	162
<b>Figure 4.30</b> : Impédance (a) et phase (b) du câble de 5m avec et sans moteur connecté .....	162
<b>Figure 4.33</b> : Représentation d'un module de puissance (a), capacités parasites d'une association transistor – diode antiparallèle (b).....	163

<b>Figure 4.34</b> : Capacités parasites d'un bras de module de puissance (a), mesure des capacités bus-terre avec la garde de l'analyseur d'impédance.....	164
<b>Figure 4.35</b> : Impédance (a) et phase (b) des capacités parasites du module de puissance sur les trois phases .....	164
<b>Figure 4.31</b> : Représentation schématique de la mesure de l'impédance de mode commun d'une bobine AC .....	164
<b>Figure 4.32</b> : Impédance (a) et phase (b) en mode commun d'une bobine AC en entrée du variateur.....	165
<b>Figure 4.36</b> : Comparaison des résultats obtenus avec le modèle analytique et de la mesure expérimentale du courant de mode commun pour les stratégies de modulation SPWM (a) et ST (b) .....	165
<b>Figure 4.37</b> : Inductance de mode commun pour un système triphasé.....	166
<b>Figure 4.38</b> : Courant de mode commun à 150kHz pour une variation de $C_b$ et $C_o$ dans le cas d'un AFE sous stratégie de modulation SPWM.....	167
<b>Figure 4.39</b> : Représentation équivalente en mode commun de la bobine triphasée du filtre de mode commun (a) et représentation de la tension de mode commun (b) et du flux dans le noyau.....	168
<b>Figure 4.40</b> : Atténuation du courant par rapport à la tension de mode commun pour un câble moteur de 5m (a) et de 150m (b) issues de mesures expérimentales.....	170
<b>Figure 4.41</b> : Analyse fréquentielle de courants de mode commun mesurés pour des câbles moteur de 5m (a) et 150m (b).....	171
<b>Figure 4.42</b> : Courant de mode à 150kHz pour une variation de $C_b$ et $C_o$ dans le cas d'un AFE avec la ST non sans (a) et avec (b) optimisation des résidus par synchronisation à mi-tension .....	172
<b>Figure 4.43</b> : Courant de mode à 150kHz en fonction de la longueur du câble moteur.....	173
<b>Figure 4.44</b> : Flux en V/s généré par une stratégie de modulation SPWM à porteuses en opposition de phase, synchronisées et la ST .....	174
<b>Figure 4.45</b> : Filtres de mode commun utilisés pour la validation expérimentale.....	175
<b>Figure 4.46</b> : Courant de mode commun avec utilisation des filtres F1 (a) et F2 (b).....	175
<b>Figure 4.47</b> : Mesure normative des émissions conduites ( <i>quasi-peak</i> ) avec utilisation des filtres F1 (a) et F2 (b).....	176

# Liste des tableaux

## Chapitre 1 :

<b>Tableau 1.1</b> : Conduction des interrupteurs de puissance d'un bras d'onduleur.....	40
------------------------------------------------------------------------------------------	----

## Chapitre 2 :

<b>Tableau 2.1</b> : Ensemble des solutions permettant une synchronisation totale .....	65
<b>Tableau 2.2</b> : Ordonnement des impulsions d'un ensemble onduleur – AFE de la plus large à la plus fine .....	69
<b>Tableau 2.3</b> : Conditions nécessaires et suffisantes pour le confinement dans la période de découpage des motifs de synchronisation issus de l'association d'un motif de base (B1, B2, B3) à un motif de confinement (C1, C2, C3) .....	73
<b>Tableau 2.4</b> : Attribution des ordonnancements des impulsions des différents motifs de synchronisation confinés dans la période de découpage issus de l'association d'un motif de base (B1, B2, B3) à un motif de confinement (C1, C2, C3).....	74
<b>Tableau 2.5</b> : Attribution des douze solutions de synchronisation aux motifs de base de synchronisation.....	75
<b>Tableau 2.6</b> : Contraintes pour le confinement dans la période de découpage avec Min' appartenant à l'AFE.....	75
<b>Tableau 2.7</b> : Contraintes pour le confinement dans la période de découpage avec Min' appartenant à l'onduleur .....	76
<b>Tableau 2.8</b> : Conditions nécessaires et suffisantes pour l'imbrication des impulsions du convertisseur n°2 des motifs de synchronisation issus de l'association d'un motif de base (B1, B2, B3) à un motif de confinement (C2, C22) .....	79
<b>Tableau 2.9</b> : Attribution des ordonnancements de largeur d'impulsions pour l'imbrication des impulsions du convertisseur n°2 des motifs de synchronisation issus de l'association d'un motif de base (B1, B2, B3) à un motif de confinement (C2, C22) .....	80
<b>Tableau 2.10</b> : Attribution des douze solutions de synchronisation en fonction des motifs de confinement C2 et C22.....	80
<b>Tableau 2.11</b> : Calcul des modulantes pour le placement des impulsions avec utilisation de la solution n°7 .....	82

## Chapitre 3 :

<b>Tableau 3.1</b> : Type de commutation en fonction du signe du courant et de l'ordre de commande logique appliqué à T1 .....	93
<b>Tableau 3.2</b> : Effet de la variation du jitter uniquement.....	98
<b>Tableau 3.3</b> : Pente K des tensions commutées en fonction du courant .....	108
<b>Tableau 3.4</b> : Résumé des différentes méthodes de modélisation des commutations .....	113
<b>Tableau 3.5</b> : Dénombrement des résidus de commutations pour les deux configurations: $2p1n$ et $2p1n$ .....	117

<b>Tableau 3.6</b> : Dénombrement des résidus de commutations par période de découpage pour deux convertisseurs dans les configurations 2p1n et 2p1n.....	117
<b>Tableau 3.7</b> : Dénombrement des résidus de commutations par période de découpage pour deux convertisseurs dans les configurations 2p1n et 1p2n.....	118
<b>Tableau 3.8</b> : Dénombrement des résidus de commutations par période de découpage avec utilisation de la ST.....	119
<b>Tableau 3.9</b> : Nombre de résidus DT – DT pour chaque solution et pour chaque combinaison de courant.....	128
<b>Tableau 3.10</b> : Exemple de recensement de résidus issus de la maximisation de synchronisations de type DT sans contrainte de confinement .....	128

## Chapitre 4 :

<b>Tableau 4.1</b> : Récapitulatif des délais de propagation pour chaque transistor de chaque bras de la structure onduleur – AFE pour les deux types de commutation.....	146
<b>Tableau 4.2</b> : Ecart relatif des délais de propagation pour chaque transistor de chaque bras de la structure onduleur – AFE par rapport au plus important exprimé en nombre de pas d’horloge du DSP .....	147
<b>Tableau 4.3</b> : Attribution des retards relatifs $\varepsilon$ aux modulantes utilisées pour le placement des impulsions de chacun des bras de l’association onduleur - AFE .....	147
<b>Tableau 4.4</b> : Détermination des coefficients de <i>fitting</i> de la fonction décrivant l’évolution du délai à mi-tension.....	150
<b>Tableau 4.5</b> : Détermination des coefficients de <i>fitting</i> de la fonction décrivant l’évolution du délai à mi-tension appliqués au DSP .....	151
<b>Tableau 4.6</b> : Détermination des valeurs de capacité du câble moteur (5m et 150m) sans et avec moteur connecté .....	162



# **Introduction générale**



## Introduction générale

De nos jours, l'utilisation de l'énergie électrique fait partie de notre quotidien (chargeurs de téléphones, appareils électroménagers, traction ferroviaire,...) et se décline sous différentes formes : continue (DC) ou alternative (AC). Cette énergie électrique est fournie pour un niveau de tension (ou de courant) imposé et qui ne correspond pas toujours aux besoins de consommation d'énergie des récepteurs. Les convertisseurs de puissance ont ainsi vu le jour, pour répondre à ce besoin de conversion de l'énergie électrique. Parmi ces convertisseurs, une famille permet une conversion AC-AC, pour laquelle les variateurs de vitesse sont un exemple d'application. Leur fonction consiste à contrôler le couple ou la vitesse des machines polyphasées (synchrone, asynchrone, réluctance variable...).

Le principe de fonctionnement des variateurs de vitesse repose sur le découpage, à des fréquences de plus en plus élevées, des grandeurs électriques (courant – tension). Cette montée en fréquence est à l'origine de perturbations électromagnétiques qui se propagent dans l'environnement au travers des conducteurs de puissance ou sous la forme d'ondes électromagnétiques par effet de rayonnement. Ces perturbations sont susceptibles d'entraîner le dysfonctionnement des appareils électriques voisins. C'est pourquoi, les équipements électroniques sont soumis à des normes de compatibilité électromagnétique (CEM) qui spécifient d'une part des niveaux d'émissions par les sources de perturbations à ne pas dépasser générées, et d'autre part des niveaux de susceptibilité (ou d'immunité) pour les victimes de ces mêmes perturbations.

La réduction des perturbations électromagnétiques conduites est généralement réalisée au travers de filtres passifs dont le volume et le coût sont un inconvénient majeur pour un industriel. De plus, ces filtres constituent une solution palliative aux problèmes de perturbations électromagnétiques, et ne s'attaquent pas à la source de ces perturbations, à savoir les grandeurs électriques découpées par les variateurs de vitesse. Il est donc intéressant d'étudier d'autres méthodes de réduction des perturbations électromagnétiques en agissant directement sur la source des émissions. L'objectif final étant la réduction du volume des éléments de filtrage qui demeureraient nécessaire à la mise en conformité au regard des normes.

C'est dans cette optique que s'inscrit le travail de cette thèse, initiée au sein de Schneider Electric Inverter<sup>1</sup> et au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance (L2EP) de Lille, en vue de réaliser un variateur de vitesse à faible émission électromagnétique, dans le cadre du programme *Drive Low Harmonics*<sup>2</sup>. Ce programme vise à réduire drastiquement les harmoniques basses fréquences générées par les variateurs de vitesse sur le réseau électrique. La spécificité du variateur de vitesse étudié dans le cadre de ce travail est qu'il possède un redresseur MLI à absorption sinusoïdale, aussi connu sous le nom d'Actif Front End (ou AFE).

---

<sup>1</sup> Et plus précisément au sein de la branche européenne de Schneider-Toshiba Inverter, *joint-venture* entre

<sup>2</sup> Variateur de vitesse générant peu d'harmoniques de courant sur le réseau électrique

L'utilisation d'un variateur de vitesse à AFE entraîne un découpage des tensions du réseau qui s'ajoute à celui de l'onduleur, et donc une pollution électromagnétique plus importante, en comparaison avec un variateur de vitesse utilisant un redresseur à diodes. La démarche adoptée dans ce manuscrit, consiste en une réduction de la tension de mode commun générée par l'ensemble AFE + onduleur au travers d'une stratégie de modulation dédiée. Cette stratégie vise, entre autres, à synchroniser les fronts de tension durant les commutations de l'onduleur avec ceux de l'AFE. La conséquence directe est une réduction de la source des perturbations conduites caractérisée par la tension de mode commun.

L'étude de cette nouvelle stratégie de modulation est réalisée au travers de ce manuscrit qui décompose de la façon suivante. Un premier chapitre est consacré à l'état de l'art des solutions de réduction des perturbations électromagnétiques existantes. Dans un second chapitre, la stratégie de modulation est présentée au travers de son algorithme décisionnel. Puis, dans un troisième chapitre, les conséquences de la synchronisation des commutations imparfaites sont étudiées à l'aide de simulations, qui utilisent de nouveaux modèles simplifiés de commutations de transistors. Finalement, le dernier chapitre est dédié à la validation expérimentale de la stratégie de modulation proposée, à l'issue de laquelle des voies d'amélioration des variateurs de vitesses au regard des problématiques CEM ont été identifiées.

## **Chapitre 1 :**

Perturbations électromagnétiques dans les variateurs de  
vitesse

1.	Perturbations électromagnétiques (PEM).....	8
1.1.	Définitions.....	9
1.1.1.	Généralités sur les perturbations électromagnétiques.....	9
1.1.2.	Courant de mode commun et de mode différentiel.....	10
1.1.3.	Surtensions en sortie des variateurs de vitesse.....	11
1.2.	Analyse des problèmes de PEM.....	12
1.2.1.	Source de perturbations.....	13
1.2.2.	Couplages: chemins de propagation.....	14
1.2.3.	Les victimes.....	15
1.3.	Mesure des perturbations conduites.....	17
1.3.1.	Protocole de mesure des PEM.....	17
1.3.2.	Normes appliquées à la variation de vitesse.....	19
2.	Méthodes de réduction des perturbations conduites.....	20
2.1.	Topologie des convertisseurs de puissance.....	20
2.2.	Filtrage.....	21
2.2.1.	Filtres passifs.....	22
2.2.2.	Filtres actifs.....	25
2.2.3.	Conclusion sur les solutions de filtrage.....	26
2.3.	Commutation des interrupteurs de puissance.....	26
2.3.1.	Action sur les commutations des transistors.....	28
2.3.2.	Circuits d'aide à la commutation.....	29
2.3.3.	Commutation douce.....	29
2.3.4.	Conclusion sur la réduction des $dV/dt$ .....	29
2.4.	Commande logique des interrupteurs de puissance.....	29
2.4.1.	Application à un ensemble redresseur pont de diode - onduleur.....	30
2.4.2.	Application à un ensemble redresseur MLI - onduleur.....	32
2.4.3.	Conclusion sur les stratégies de modulation.....	34
3.	Détermination de la structure du convertisseur du variateur de vitesse.....	35
3.1.	Choix de la structure du convertisseur.....	36
3.1.1.	Distorsions harmoniques sur le réseau électrique.....	36
3.1.2.	Présentation de la structure retenue.....	38
3.2.	Commande des convertisseurs.....	39
3.2.1.	Principe de commande d'un onduleur MLI.....	39

3.2.2.	Principe de commande du redresseur MLI.....	42
3.3.	Etude des degrés de liberté de l'ensemble AFE – onduleur.....	42
3.3.1.	La composante homopolaire.....	43
3.3.2.	Le déplacement d'impulsions.....	43
4.	Conclusion du chapitre.....	45



La variation de vitesse permet de contrôler la vitesse des machines électriques tournantes [Hippner1992]. Ce contrôle est assuré par la création d'un système de tensions triphasées de fréquence et d'amplitude ajustables ; alors même que le variateur est alimenté par le réseau électrique dont l'amplitude et la fréquence sont considérées comme fixes. La transformation de l'énergie électrique est opérée par un découpage des tensions et des courants. Le découpage de ces grandeurs électriques est à l'origine de perturbations électromagnétiques en haute fréquence, qui se propagent au travers des conducteurs (courant) ou par rayonnement (champ magnétique et électrique) et peuvent provoquer le dysfonctionnement d'autres équipements électriques voisins. Par conséquent, le niveau de ces perturbations conduites et rayonnées est fixé par des normes de compatibilité électromagnétique (CEM) auxquelles les industriels doivent se conformer. La recherche de solutions pour la réduction de ces perturbations est donc un enjeu de taille pour la variation de vitesse. Dans le cadre de ce travail de thèse, nous nous intéresserons uniquement aux perturbations conduites.

Dans ce chapitre seront présentées les différentes perturbations engendrées par les convertisseurs statiques dans le cadre d'une application industrielle de type variateur de vitesse. Afin de réduire ces perturbations, les différentes solutions existantes dans la littérature seront détaillées. Ces solutions permettent soit de se prémunir des effets négatifs engendrés par les convertisseurs de puissance par une action directement sur la source de perturbation ou bien par une réduction des émissions vers le réseau d'alimentation (ou le moteur alimenté) via l'utilisation de filtres.

Le choix de la structure du convertisseur est un élément déterminant pour les aspects CEM. Dans le cadre de ce travail, une structure de conversion composée d'un redresseur MLI et d'un onduleur sera étudiée, car elle nous paraît très avantageuse en termes de génération de perturbations vers le réseau électrique. Cette structure permet en plus une bidirectionnalité de la puissance et le contrôle de la tension du bus continu. Ce chapitre met également en lumière l'intérêt des stratégies de modulation (MLI) pour la réduction de perturbations électromagnétiques conduites et plus particulièrement celles de mode commun.

## **1. Perturbations électromagnétiques (PEM)**

Un convertisseur de puissance est toujours interconnecté à différents éléments, en l'occurrence une source et une charge à minima, cet ensemble forme un système électrique. Dans le cas d'un variateur de vitesse, le convertisseur est connecté entre le réseau électrique et le moteur électrique. Cette interconnexion des éléments permet la circulation de parasites au sein du système électrique sous la forme d'une énergie. Cette énergie parasite est appelée perturbation électromagnétique.

Dans ce paragraphe sera présenté l'origine des PEM, les différents couplages ou chemins de propagation et les effets liés aux perturbations électromagnétiques dans le cas des variateurs de vitesse. Seront également présentés les moyens de quantifier ces perturbations et les limitations normatives applicables à la variation de vitesse.

## 1.1. Définitions

Les perturbations électromagnétiques sont issues de phénomènes qui peuvent être d'origine naturelles (foudre, rayonnement cosmique). En revanche, depuis les siècles derniers, l'activité humaine est à l'origine de nouvelles sources de perturbations.

Les sources de perturbations d'origine humaine peuvent ainsi être divisées en trois catégories :

- Tout d'abord, les sources liées aux moyens de communication (radio, téléphones portables, radar). Ces sources ont ainsi été créées dans un but spécifique.
- Ensuite, les sources de perturbation issues de la conversion de puissance (alimentation des moteurs électriques, éclairage fluorescent, systèmes électroniques). Pour ces sources, l'émission de perturbation n'est qu'une conséquence intrinsèque de leur fonction première. En ce sens, ces sources sont indésirables.
- Et enfin les décharges électrostatiques

Les variateurs de vitesse entrent dans la seconde catégorie et en fait une source de PEM pour laquelle une connaissance et une quantification des niveaux des émissions qu'ils génèrent sont nécessaires.

### 1.1.1. Généralités sur les perturbations électromagnétiques

Pour faire face, entre autres, à des contraintes de réduction du volume des éléments de filtrage, des pertes, et des nuisances sonores, les industriels ne cessent d'augmenter à la fois la vitesse de commutation et la fréquence de découpage des variateurs des vitesses. Ces augmentations sont à l'origine de perturbations électromagnétiques hautes fréquences (HF) générées par les convertisseurs de puissance, on parlera de *source de perturbations*. Par HF, on sous-entendra le contenu spectral à partir de 150kHz. Ces perturbations sont à l'origine de dysfonctionnements des équipements voisins comme par exemple le déclenchement intempestif des protections différentielles ou encore un vieillissement prématuré des équipements. On parle alors de *victime* (Figure 1.1).

Ces perturbations vont se propager via différents chemins, pour agresser la victime. Ils peuvent être divisés en deux catégories :

- les perturbations rayonnées pour lesquelles les chemins de propagation se situent dans l'air (champ magnétique et électrique). Selon la norme CEM (CEI 61000 par exemple), les harmoniques considérés sont dans une bande de fréquence comprise entre 30MHz et 1GHz<sup>3</sup>,
- les perturbations conduites pour lesquelles les chemins de propagation sont des liaisons filaires entre la source de PEM et la victime (câbles, pistes, plan de masse...). Selon la norme CEM, la bande de fréquence de ces perturbations est comprise entre 150kHz et 30MHz.

---

<sup>3</sup> Ces gammes de fréquences sont données par les réglementations en vigueur (normes) dans le cadre de la variation de vitesse. Ces dernières seront détaillées au paragraphe 1.3.2.

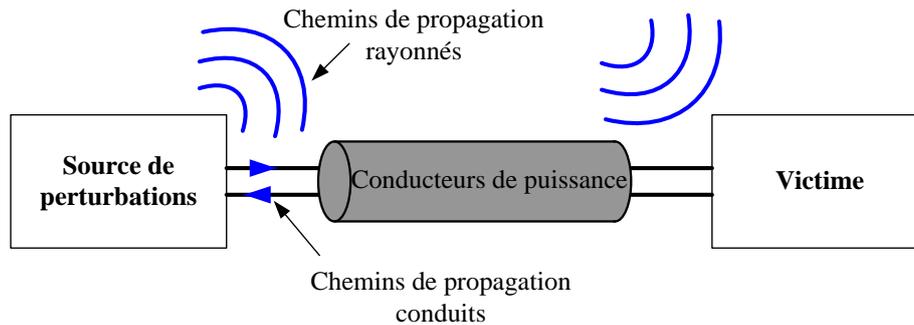


Figure 1.1 : Principe d'analyse CEM

Il faudra donc se prémunir d'éventuels dysfonctionnements des équipements à proximité des convertisseurs, connaître et maîtriser ces chemins de propagation pour assurer le bon fonctionnement du système, ou selon la norme, assurer la compatibilité électromagnétique (CEM) de l'ensemble. Cette compatibilité électromagnétique se définit donc comme l'art de faire coexister les sources de PEM et les victimes en assurant le bon fonctionnement de tous.

Si les chemins de propagation des perturbations sont à la fois rayonnés et conduits, seul l'impact et la réduction des perturbations conduites seront étudiés dans le cadre de ce travail de thèse. Ce choix est conditionné par la solution de réduction des perturbations envisagée et la difficulté à évaluer les conséquences sur les perturbations rayonnées.

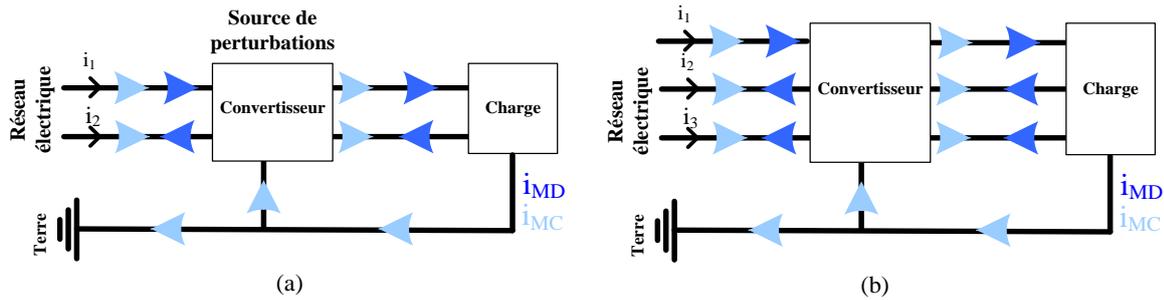
### 1.1.2. Courant de mode commun et de mode différentiel

Les perturbations conduites de mode commun (MC) et de mode différentiel (MD) sont mesurables au travers des grandeurs électriques qui transcrivent les phénomènes de propagation à travers les conducteurs qui relient le convertisseur (source de PEM) au réseau électrique et à la charge (les victimes) comme présenté sur la Figure 1.2. Les conducteurs permettent, d'une part la circulation des courants destinés à l'alimentation des équipements électriques, on les nommera conducteurs de puissance ; et d'autre part la protection des personnes, ce conducteur est connu sous le nom de « fil de terre ». En fonction du chemin de propagation des PEM, on parlera de courants de mode différentiel ( $i_{MD}$ ) si ces dernières circulent d'un conducteur de puissance à un autre ; ou de courants de mode commun ( $i_{MC}$ ) dans le cas où le chemin de propagation comprend à la fois les conducteurs de puissance et la « terre ».

$$i_{MD} = \frac{i_1 - i_2}{2} \quad (\text{Eq 1.1})$$

$$i_{MC} = i_1 + i_2$$

Notons que l'appellation « terre » ne comprend pas que des conducteurs au sens filaire mais aussi d'autres éléments tels que la carcasse des machines tournantes, le blindage de certains câbles, les radiateurs des convertisseurs...



**Figure 1.2 :** Chemin de propagation des courants de mode différentiel et de mode commun - système monophasé (a) et triphasé (b)

Dans le cas d'un variateur de vitesse triphasé (Figure 1.2.b), la définition du courant de mode commun<sup>4</sup> et de mode différentiels dépend de  $i_1$ ,  $i_2$  et  $i_3$ .

$$i_{MD} = \frac{2i_1 - i_2 - i_3}{3} \quad (\text{Eq 1.2})$$

$$i_{MC} = i_1 + i_2 + i_3$$

De plus, il existe différents couplages entre les chemins de propagation de mode différentiel et de mode commun appelé transfert de modes. Les perturbations de mode commun sont les plus difficiles à maîtriser, car les liaisons à la « terre » sont dans tous les cas liées à des phénomènes de couplage HF (capacités parasites, inductances mutuelles) dans l'ensemble du système. Dans la suite de ce travail, les perturbations liées à la propagation des courants de mode commun seront étudiées en raison de difficultés évoquées et, car elles représentent la majeure partie des émissions conduites.

### 1.1.3. Surtensions en sortie des variateurs de vitesse

Outre l'apparition des courants perturbateurs HF [Skibinski1999], une autre perturbation est liée à la tension appliquée au moteur dans le cas d'un variateur de vitesse. Ce phénomène, dit de surtensions, est présent sur les moteurs lors de l'utilisation de câbles longs entre ce dernier et le convertisseur statique. Les surtensions qui apparaissent aux bornes des moteurs sont le résultat de perturbations de mode différentiel (tension entre deux conducteurs d'alimentation), et deviennent problématiques lors de l'utilisation de câbles de grande longueur, typiquement à partir de quelques dizaines de mètres (Figure 1.3). Sur cette figure  $T_p$  est le temps de propagation de la tension  $V_e$  à travers le câble. Ces phénomènes sont mis en lumière par l'application de la théorie des lignes de transmission [Moreira2002 ; Jiangbiao2011]. Une tension d'amplitude  $E$ , entre phases, transmise depuis le convertisseur à travers le câble de liaison vient se réfléchir sur le moteur avec une amplitude de  $E$ . La conséquence est l'apparition aux bornes du moteur d'une tension égale à  $2E$  (Figure 1.3.b) soit le double de la tension d'alimentation.

<sup>4</sup> La définition du mode commun adoptée ici est à mettre en rapport avec la mesure des courants de mode commun réalisée au chapitre 4 par une mesure simultanée des courants issus des trois phases d'alimentation.

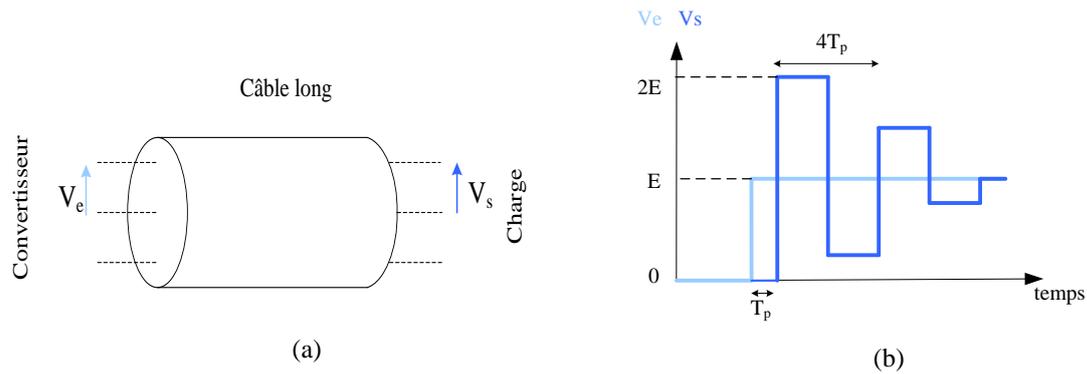


Figure 1.3 : Tensions aux bornes du câble triphasé (a) et formes d'ondes des tensions (b)

Cependant, une tension deux fois plus élevée n'entraînera pas toujours une dégradation prématurée des isolants des enroulements [Gupta1990] et n'impacte pas, de ce fait, la durée de vie du moteur<sup>5</sup>.

## 1.2. Analyse des problèmes de PEM

Comme nous l'avons vu au paragraphe 1.1.1, pour qu'il y ait interférences électromagnétiques et dysfonctionnement du matériel environnant, il faut l'association conjointe de trois éléments :

- Une source de PEM
- Un chemin de propagation
- Une (ou des) victime

Ces trois protagonistes seront détaillés dans le cas de l'utilisation d'un variateur de vitesse composé d'un redresseur de type pont de diode et d'un onduleur deux niveaux de tension comme représenté sur la Figure 1.4.

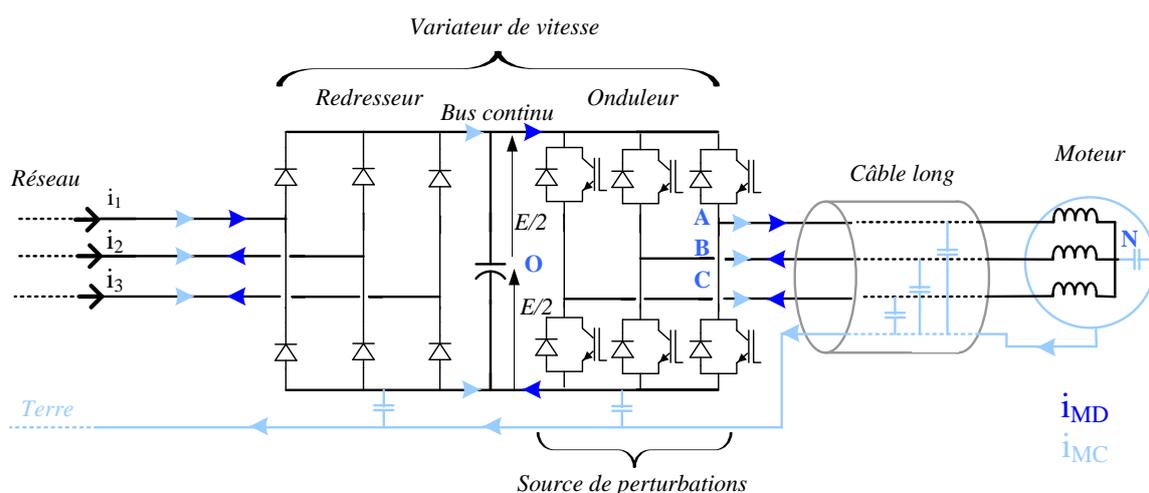


Figure 1.4 : Circulation des courants HF dans un variateur de vitesse

<sup>5</sup> En revanche, si le niveau de tension est plus élevé que  $2E$ , rien ne garantit que la durée de vie du moteur ne soit pas impactée.

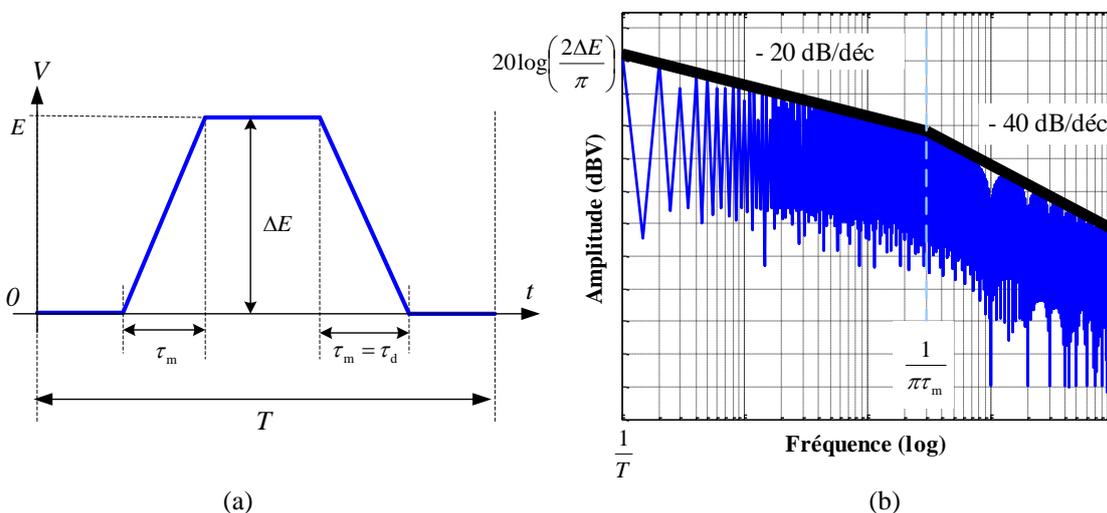
### 1.2.1. Source de perturbations

Dans le cas des variateurs de vitesse, le courant de mode commun trouve son origine dans les variations des tensions en sortie de l'onduleur A, B, C et le point milieu du bus continu O (Figure 1.4). Ainsi, cette tension, que l'on définira comme tension de mode commun  $V_{MC}$ , s'exprime comme le tiers de la somme des tensions entre phase et le point O du bus continu.

$$V_{MC} = \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}}{3} \quad (\text{Eq 1.3})$$

Cette tension peut être assimilée à celle entre le neutre du moteur et le point milieu du bus continu. Mais du fait de la présence des éléments parasites du câble et du moteur, cette relation ne permettrait qu'une évaluation de la tension de mode commun pour des basses fréquences. A l'avenir, lorsque nous parlerons de la tension de mode commun cette dernière sera définie par l'équation 1.3.

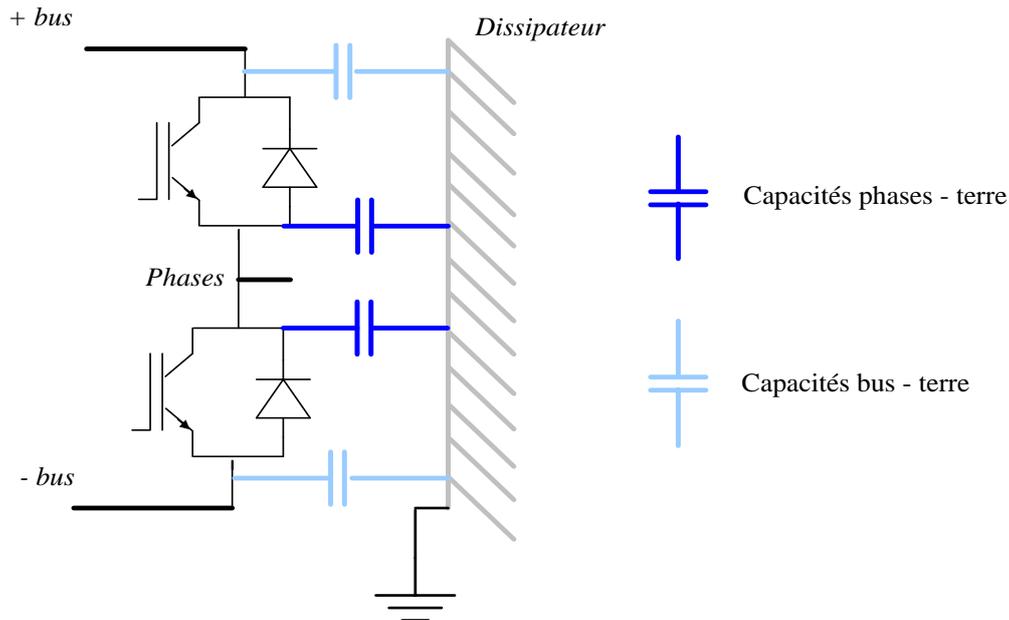
De plus, le comportement HF des convertisseurs de puissance est hautement dépendant de la fréquence de commutation [Costa1995]. Dans le cas de l'onduleur MLI, les commutations des interrupteurs de puissance sont source de perturbations HF contrairement au redresseur à diodes qui ne génère que des perturbations basses fréquences. Ainsi, la pollution générée par l'onduleur est liée à l'utilisation des composants de puissance en commutation. La commutation consiste à passer d'un état bloqué à un état passant (et l'inverse) dont l'effet dans le cas d'un onduleur de tension est la génération de tensions sous la forme d'impulsions (Figure 1.5.a).



**Figure 1.5** : Représentation d'une impulsion de tension (a) et sa réponse fréquentielle (b)

Si l'on suppose que la tension de mode commun est un signal carré, alors son contenu spectral décroît avec une pente égale à  $-20\text{dB}$  par décade. En réalité, la forme de ces impulsions est celle d'un trapèze dont les temps de montée ( $\tau_m$ ) et le temps de descente ( $\tau_d$ ) représentent le caractère non idéal des interrupteurs de puissance (une variation instantanée de la tension est physiquement irréalisable). Ainsi, en plus de la décroissance de  $-20\text{dB}$  par décade, une





**Figure 1.7 :** Représentation des capacités parasites pour un bras d'onduleur deux niveaux

Notons que du fait de la nature capacitive des chemins de propagation, l'amplitude des courants de mode commun est hautement dépendante de la raideur des fronts de tension de mode commun ainsi que de l'amplitude de ces derniers. Ces courants vont ensuite perturber les appareils connectés sur le même réseau électrique que le variateur de vitesse.

### 1.2.3. Les victimes

Dans le cas d'un variateur de vitesse, deux victimes sont à déplorer, il s'agit de la charge constituée d'un moteur électrique et du réseau électrique.

- *Le moteur électrique*

Au sein du moteur, une partie des courants de mode commun circule par les capacités parasites  $C_{sc}$  (Figure 1.8.b) entre les enroulements et la carcasse de la machine mise à la terre. Ces « bearing currents » [Shaotang1998 ; Charoy2007] peuvent être associés à des phénomènes de claquage dans les roulements de la machine. Ces derniers sont dus à la tension de l'arbre moteur  $V_r$ , générée par la présence de capacités parasites  $C_{sr}$  entre le stator et ce dernier. Cette tension augmente jusqu'à un certain niveau puis s'annule violemment par un effet de décharge électrostatique à travers la carcasse de la machine connectée à la terre. Les roulements de la machine présents entre l'arbre et la carcasse du moteur subiront cette décharge : on parle d'« Electric Discharge Machining » ou EDM (Figure 1.8.b).

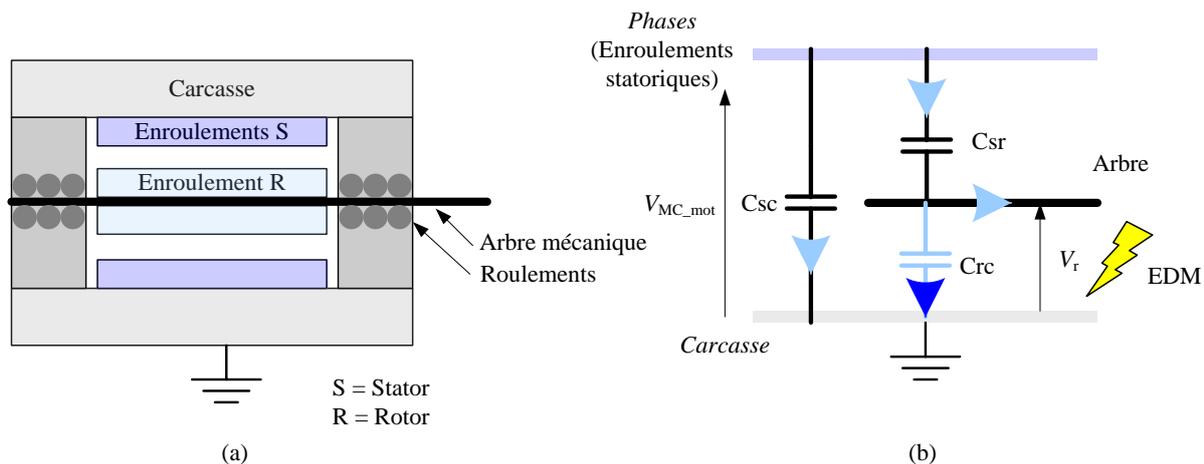


Figure 1.8 : Représentations d'un moteur vu en coupe (a) et des capacités parasites au sein d'un moteur (b)

Cette décharge dépend principalement de la nature du lubrifiant utilisé pour limiter les phénomènes de friction entre les roulements et les parties statiques, et possède un pouvoir d'isolant électrique [ABB2005] pour lequel on définit une tension minimale de *claquage* de la pellicule de lubrifiant. Ce minimum varie en fonction de la température et de l'épaisseur de la pellicule de lubrifiant. Si la tension d'arbre,  $V_r$ , dépasse cette limite un courant destructif (qui est lié à la décharge de l'énergie contenue dans Crc) traverse les roulements. La répétition de ce phénomène entraîne un défaut de forme et une dégradation des roulements dûs aux frottements plus importants ce qui entraînerait une diminution de la durée de vie des moteurs. Il n'y a pas de normes ou de recommandations du constructeur sur le phénomène de *bearing current*, mais leur réduction est vue comme un gage de qualité du variateur quant à la protection des moteurs.

- *Le réseau électrique*

Les courants présents dans le conducteur de terre peuvent se reboucler par le réseau, par l'intermédiaire des transformateurs (Figure 1.9). Et on considèrera, par la suite, que seules les perturbations de mode commun sont problématiques du fait de la multitude de chemins de propagation. Les perturbations de mode différentiel sont considérées, pour leur part, comme étant plus facilement maîtrisables.

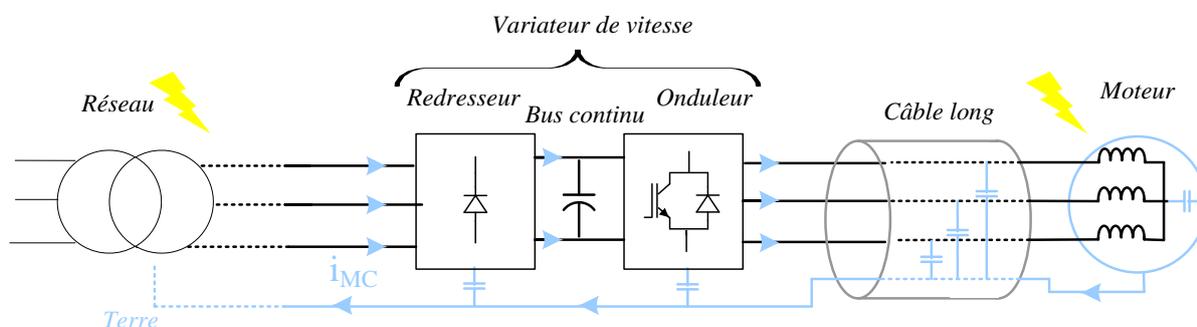


Figure 1.9 : Victimes des courants de mode commun

Les PEM vues par le réseau électrique sont la source des problèmes de compatibilité électromagnétique car plusieurs appareils électriques peuvent être connectés à ce même réseau et les perturbations peuvent se reboucler par ces appareils. C'est pour cela que des normes existent, elles ont pour objectif de limiter la pollution électromagnétique vers les réseaux électriques.

### 1.3. Mesure des perturbations conduites

Le problème majeur pour la mesure de la pollution électromagnétique des réseaux concerne la répétabilité de ces dernières. En effet, le niveau de courant de mode commun circulant par le réseau électrique est dépendant de l'impédance de ce dernier, ainsi un protocole de mesure doit être utilisé afin de standardiser la mesure des PEM conduites.

#### 1.3.1. Protocole de mesure des PEM

Dans le but de garantir la répétabilité des mesures CEM, la norme exige l'utilisation d'un filtre spécifique nommé « Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne » (RSIL). Ce dernier est placé entre le réseau d'alimentation et le convertisseur (Figure 1.10), et permettra une mesure avec une impédance de  $50\Omega$  entre chaque phase et la terre sur toute la plage de fréquence de la bande des émissions conduites [Dan2008]. Ainsi seront pris en compte les courants à hautes fréquences de mode commun et de mode différentiel, nécessaires dans le cadre d'une évaluation normative des perturbations conduites.

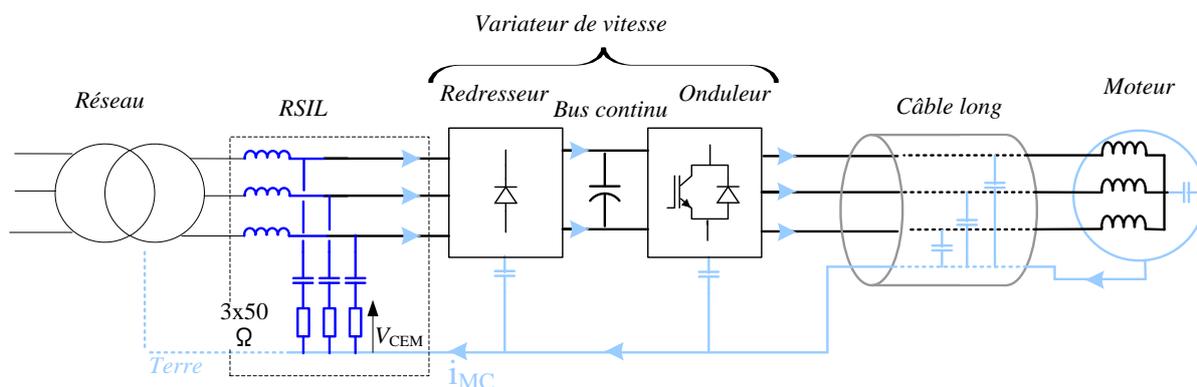


Figure 1.10 : Dispositif de mesure de perturbations électromagnétiques

La mesure des PEM est faite entre les bornes de chacune des résistances  $50\Omega$  à l'aide d'un récepteur de mesures CEM. Et est réalisée sur toute la bande de fréquence correspondant aux perturbations conduites avec une bande passante typiquement fixée à 9kHz. De plus, le récepteur de mesure permet l'acquisition de trois types de mesures.

- La première basée sur un détecteur crête « peak » qui mesure l'amplitude maximale sans prendre en compte si celui-ci se répète ou s'il s'agit juste d'un événement ponctuel sur la durée d'acquisition.

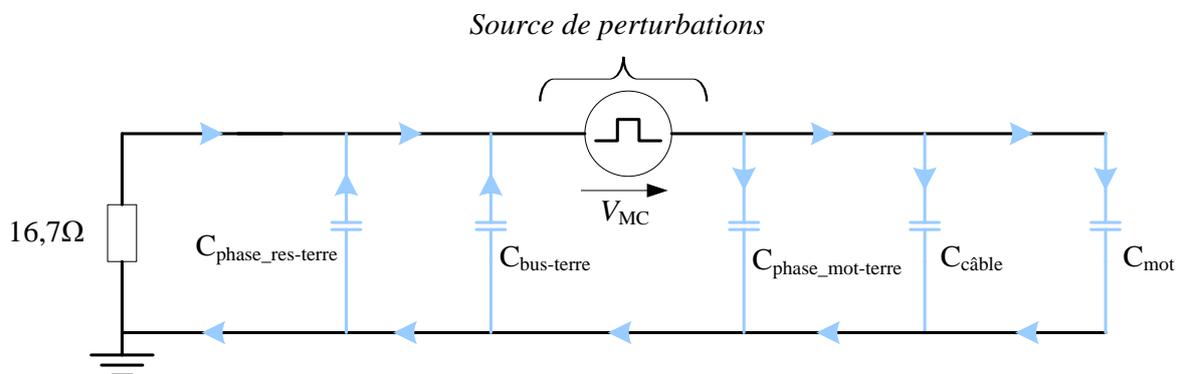
- La seconde s'appuie sur un détecteur moyen « average » qui a pour but de moyenniser l'amplitude mesurée pour chaque fréquence pendant la durée d'acquisition.
- Et la dernière est basée sur un détecteur quasi-crête « quasi – peak » qui permet de rendre compte du caractère répétitif d'un pic d'amplitude élevé à une fréquence donnée. Il s'agit là d'une mesure qui se situe entre la valeur moyenne et la valeur crête.

Les valeurs mesurées par le récepteur sont données en décibels microvolt ( $\text{dB}\mu\text{V}$ ) et se calculent de la façon suivante :

$$mesure(\text{dB}\mu\text{V}) = 20 \log \left( \frac{V_{\text{CEM}}}{V_0} \right) \quad (\text{Eq 1.4})$$

- $V_0$  tension de référence égale à  $1\mu\text{V}$
- $V_{\text{CEM}}$  tension mesurée par le récepteur de mesures

D'un point de vue normatif, seules les mesures en quasi-crête et moyen sont utilisées pour la mise en conformité des variateurs de vitesse. En mode commun, l'ensemble variateur, charge et RSIL peut être simplifié en supposant que le bus continu peut être assimilable à un court-circuit en hautes fréquences, que le câble et la charge ne sont composés que de capacités à la terre et que le RSIL est équivalent à une résistance égale à  $16,7\Omega$ , valeur approximée de  $50\Omega/3$  (Figure 1.11).



**Figure 1.11** : Circuit équivalent simplifié de mode commun d'un variateur de vitesse à pont de diode

Les capacités  $C_{\text{bus-terre}}$  et  $C_{\text{phase-terre}}$  sont liées aux modules de puissance et sont généralement plus faibles que les capacités parasites du câble et du moteur. La distinction faite entre  $C_{\text{bus-terre}}$  et  $C_{\text{phase_res-terre}}$  n'a pas lieu d'être avec l'utilisation d'un redresseur à pont de diode mais nous verrons par la suite que pour les redressements MLI, cette simplification ne sera plus valide. De plus, d'autres éléments parasites tels que des inductances peuvent apparaître et seront à l'origine de résonances non prises en compte dans le modèle proposé. Pour la prise en compte de tels phénomènes, des modèles plus complexes du câble [Weens2006], de la charge [Schinkel2006] et du variateur [Toure2006] peuvent être utilisés.

### 1.3.2. Normes appliquées à la variation de vitesse

Afin de garantir un niveau de PEM acceptable pour assurer le bon fonctionnement de tous les appareils, il est nécessaire de limiter les niveaux d'émissions du variateur de vitesse. Les normes CEM imposent des niveaux de perturbations maxima à ne pas dépasser. Dans l'industrie, pour la commercialisation des produits, certaines normes doivent être respectées, c'est le cas des marquages UL ou encore CE qui donnent le droit de vendre des produits en Amérique du Nord ou en Europe respectivement. Satisfaire à ces normes est donc une nécessité pour la commercialisation des variateurs de vitesse dans notre cas. Parmi ces normes, certaines imposent des limites de PEM pour une gamme de fréquences allant de 0Hz à quelques centaines de gigahertz.

Dans le cadre de ce travail de thèse, nous nous intéresserons plus spécifiquement à la réglementation EN 61800-3. Cette norme impose, pour la variation de vitesse, un niveau maximum d'émissions sur une plage de fréquences allant de 150kHz à 30MHz. Elle contraint à un respect de gabarits en fonction de l'environnement (résidentiel ou industriel) et du courant (inférieur ou supérieur à 100A) absorbé par le variateur. Le gabarit représenté à la Figure 1.12, et qui sera utilisé dans ce mémoire, est issu de la classe industrielle pour des appareils consommant moins de 100A. Ce gabarit définit les limites de PEM mesurées à l'aide du récepteur de mesure CEM pour une mesure en détecteur *quasi-peak*.

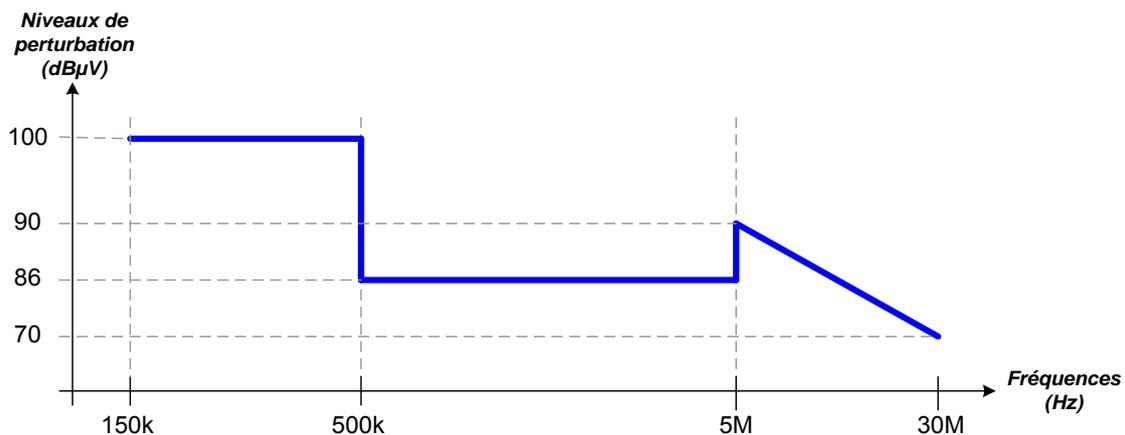


Figure 1.12 : Gabarit de la norme 61800-3 classe 3 pour une mesure avec un détecteur *quasi-peak*

Si la norme EN61800-3 est spécifiée pour les hautes fréquences (150kHz – 30MHz), la norme EN61000-3-12 concerne les basses fréquences (de 100Hz à 2kHz). Cette dernière sera étudiée plus avant lors du choix de la structure de conversion du variateur de vitesse.

S'ajoute à ces normes, des recommandations pour lesquelles la mise en conformité n'est pas obligatoire. Dans le cas des surtensions appliquées aux moteurs, la *National Electrical Manufacturers Association* (NEMA) fournit des informations sur les niveaux de surtension maximum applicables à un moteur électrique. Typiquement, pour un moteur de 400V<sub>eff</sub> alimenté par un variateur de vitesse, le niveau de tension maximum aux bornes du moteur varie entre 1kV et 2kV selon la qualité de fabrication. Ainsi, il n'est pas rare de rencontrer des

moteurs électriques de qualité médiocre, pour lesquels il sera important de ne pas dépasser les niveaux de surtensions spécifiés.

De plus, à l'heure actuelle, il n'existe pas de normes spécifiques à la variation de vitesse entre 2kHz et 150kHz, mais cette absence de réglementation ne perdurera pas éternellement puisque les harmoniques liées au découpage des variateurs de vitesse se situent dans cette gamme de fréquences.

## 2. Méthodes de réduction des perturbations conduites

La mise en conformité des variateurs de vitesse au regard des normes CEM en vigueur est un enjeu important. Dans l'optique de satisfaire aux critères normatifs, des solutions ont été développées afin de réduire les niveaux des PEM.

### 2.1. Topologie des convertisseurs de puissance

Comme indiqué précédemment, les PEM hautes fréquences sont liées à la forme impulsionnelle des tensions découpées. L'amplitude de ces perturbations étant fonction de celle des tensions en sortie du convertisseur, une solution consiste à diminuer les échelons de tension en intercalant des sous niveaux (Figure 1.13) dans la génération des tensions de chaque phase de sortie, car la tension de mode commun  $V_{mc}$  est fonction de  $V_{AO}$ ,  $V_{BO}$  et  $V_{CO}$  (Figure 1.22.a).

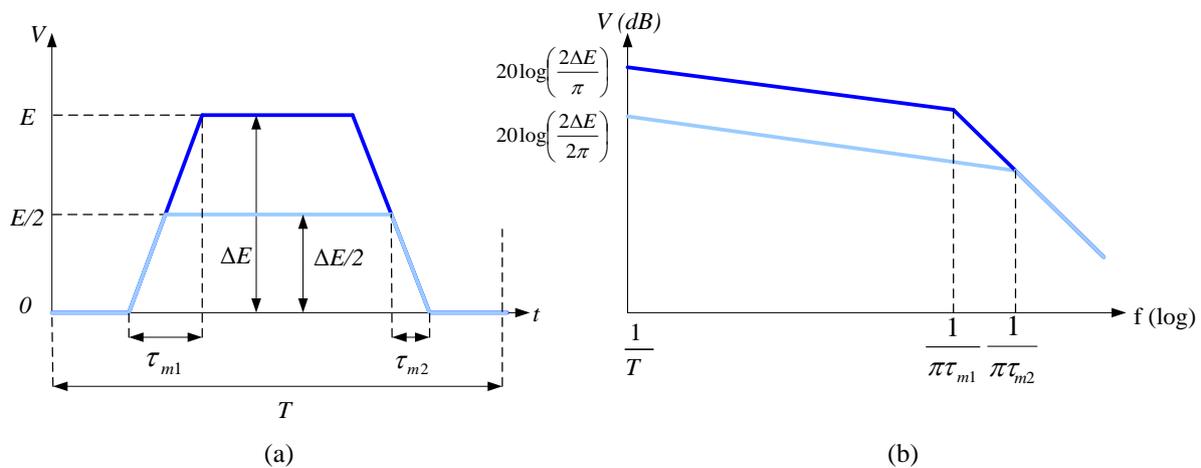


Figure 1.13 : Représentation de l'impact des échelons de tension (a) sur la représentation spectrale asymptotique (b) de la tension

Il apparaît que, plus l'amplitude de la tension découpée est faible, plus les niveaux de perturbations le sont également. Cette réduction du contenu spectral est constante entre la fréquence de découpage ( $\frac{1}{T}$ ) et la fréquence de cassure de pente liée au temps de montée  $\tau_{m1}$ .

Cette réduction est fonction du nombre de niveaux de tension mis en jeu  $N$ . Le passage de deux (Figure 1.14.a) à trois niveaux de tension (Figure 1.14.b) permet une réduction de 6dB du contenu spectral dans la plage de fréquences décrite précédemment. Entre les fréquences décrites par les temps de montée  $\tau_{m1}$  et  $\tau_{m2}$ , la différence se réduit jusqu'à obtenir la même signature spectrale au-delà de ( $\frac{1}{\tau_{m2}}$ ) sous l'hypothèse de  $dV/dt$  identiques.

L'ajout de niveaux de tension intermédiaires passe par l'utilisation de topologies dites multi niveaux qui génèrent un nombre de niveaux de tension  $N > 2$  [Bhagwat1983], contrairement aux topologies utilisées généralement dans les variateurs de vitesse actuels (deux niveaux:  $N = 2$ ). Parmi les topologies multi-niveaux utilisées dans la variation de vitesse, on peut citer notamment le NPC [Nabae1981], le « flying capacitor » [Carrere1996], ou encore la mise en parallèle de convertisseurs avec entrelacement [Vafakhah2011].

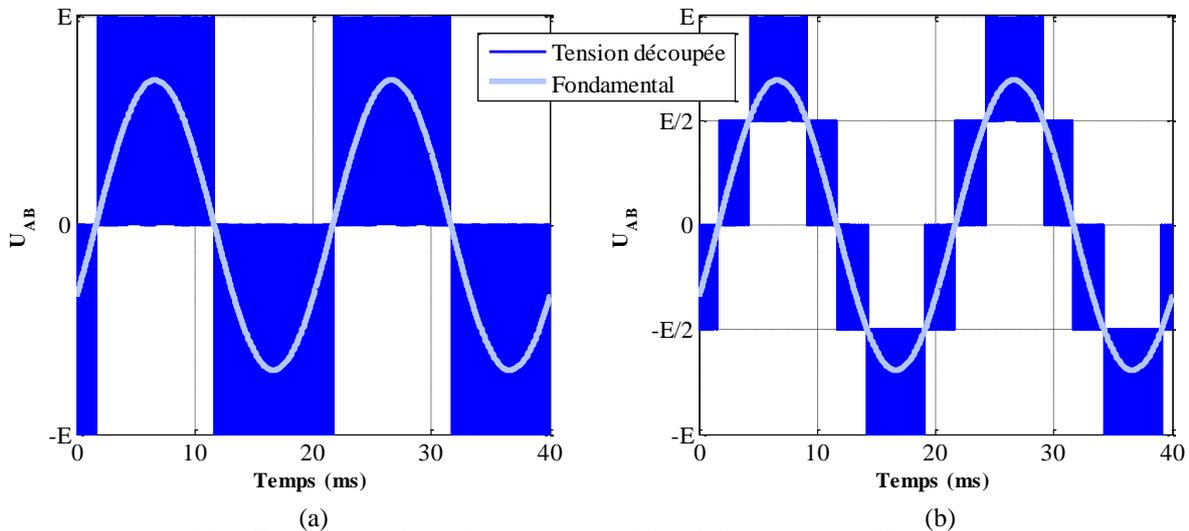


Figure 1.14 : Tension entre phases fournie par un onduleur à deux (a) et trois (b) niveaux de tension

L'utilisation de topologies multi-niveaux permet aussi une réduction des surtensions appliquées au moteur, car les échelons de tension entre les phases de la machine sont réduits. Par exemple, le passage de deux à trois niveaux de tension permet de réduire d'un facteur deux l'amplitude des fronts de tension générés par l'onduleur.

Finalement, une action sur la topologie du convertisseur permet une réduction des perturbations hautes fréquences [Beltramini2010 ; Rasoanarivo2010] au détriment d'une complexification suite à l'ajout de composants de puissance (transistors et diodes) et/ou d'éléments passifs tels que des bobines. C'est pourquoi, ce type d'action est rarement utilisé pour les variateurs de vitesses basse tension (réseau 230V et 400V) [Courault1999].

## 2.2. Filtrage

Un filtre permet la maîtrise des chemins de propagation des PEM et peut être composé :

- d'éléments passifs tels que des bobines, des condensateurs, ou encore des résistances dont les pertes par effet Joule limitent l'utilisation. On parle alors de filtrage passif. Cette solution est largement employée dans le domaine industriel du fait de sa robustesse.
- Ou d'éléments actifs tels que des transistors, on parle alors de filtrage actif. Cette solution nécessite un contrôle dédié ce qui complexifie sa mise en œuvre dans un système. Cette solution est efficace en basses fréquences.

Ces deux types de filtrage peuvent être envisagés pour la réduction des PEM, avec pour chaque perturbation sa solution de filtrage.

### 2.2.1. Filtres passifs

Ces solutions de filtrage ont pour fonction la réduction de l'amplitude des harmoniques par un filtre « passe bas ». En somme, ces filtres ont pour fonction de réduire les harmoniques indésirables et ne laisser passer que ceux correspondant à la source d'alimentation. Typiquement, ces filtres sont de type LC pour le filtrage des perturbations HF, et se caractérisent par une fréquence de résonance  $f_{res}$  donnée par l'équation 1.5.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (\text{Eq 1.5})$$

Au-delà de cette fréquence de résonance, les harmoniques se retrouvent réduites par un facteur de 40dB par décade. Par exemple, pour le filtrage des tensions découppées à 4kHz (Figure 1.15.a), seul le fondamental est un harmonique désiré, les autres sont à atténuer.

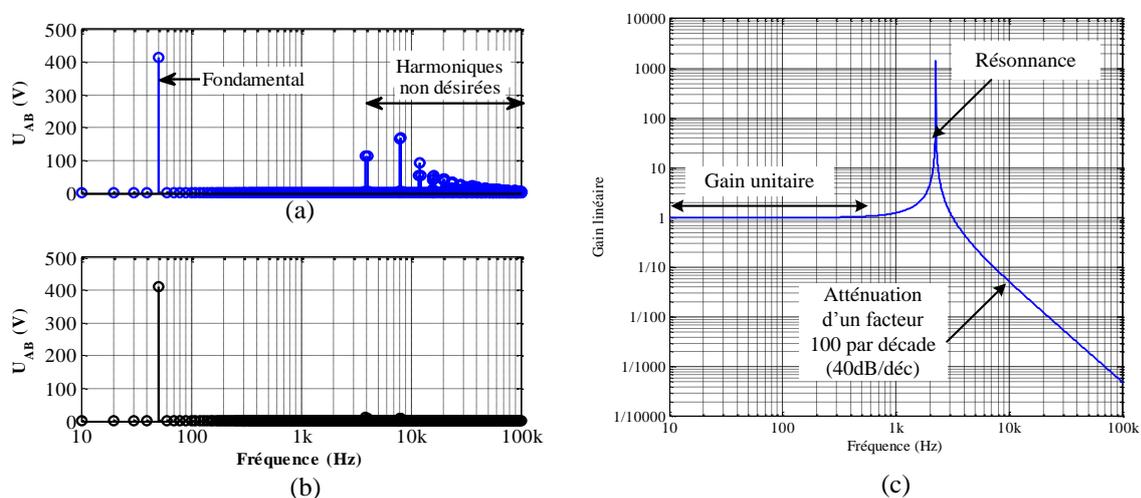


Figure 1.15 : Contenu spectral simulé d'une tension entre phases sans filtre (a) et avec filtre (b) atténuation du filtre (c)

Ainsi un filtre, dont la fréquence de résonance est correctement calculée (Figure 1.15.c), permettra d'atténuer les harmoniques liés au découpage (Figure 1.15.b).

#### 2.2.1.1. Filtres pour les surtensions

- **Le filtre sinusoïdal** : ce filtre permet d'obtenir une tension entre phases sinusoïdale (Figure 1.16) en atténuant les harmoniques liés au découpage de la tension [Hanigovszki2007]. Il a ainsi l'avantage de supprimer les surtensions appliquées au moteur, tout en gardant le fondamental. Outre le fait que ce filtre soit excessivement onéreux, il ne résout pas les autres problèmes liés aux PEM.

- **Le filtre  $dv/dt$**  : ce filtre limite les surtensions moteur comme le filtre sinusoïdal mais ne filtre pas tous les harmoniques, son but étant de limiter les  $dv/dt$  [Mart\_ro2011 ; Acharya2010]. Il est dimensionné pour une fréquence de résonance supérieure à la fréquence de découpage. Le choix de cette fréquence permet de réduire le volume du filtre, mais nécessite l'ajout de résistances pour amortir les oscillations aux fréquences de résonance. Dans notre cas, il est utilisé par Schneider Electric pour ses avantages principalement dans le

cas de câbles de quelques dizaines de mètres. Cette solution ne fait que ralentir les  $dv/dt$  et ne peut être utilisée indépendamment de la longueur du câble moteur. Par exemple, avec un câble de plusieurs centaines de mètres la limitation des  $dv/dt$  deviendrait si importante que les tensions appliquées par l'onduleur ne seraient plus en adéquation avec le contrôle des tensions du moteur. Dans ce cas, seul un filtre sinus pourra donner des résultats probants pour le filtrage du mode différentiel.

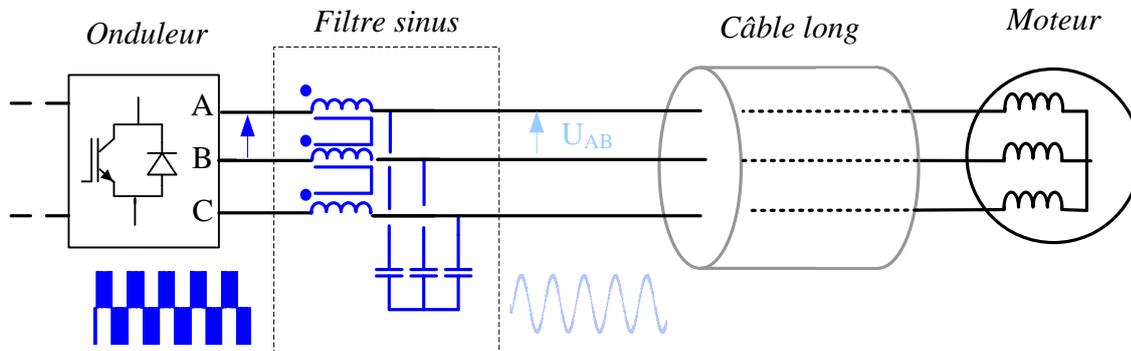


Figure 1.16 : Utilisation d'un filtre sinusoïdal

### 2.2.1.2. Filtres de mode commun

Un filtre de mode commun est composé d'une bobine, où les trois phases sont bobinées sur un même noyau magnétique de telle sorte que chaque phase crée un flux orienté dans le même sens. En revanche, comme son nom l'indique, une telle bobine ne voit pas les courants de mode différentiel (annulation du flux dans ce cas), en dehors des fuites qui créent une petite inductance de mode différentiel d'environ 5% de la valeur totale de l'inductance de mode commun. Pour réaliser un filtre LC, des condensateurs de filtrage, qu'on connecte entre les phases et la terre, sont ajoutés à la bobine de mode commun [Heldwein2011]. Ces condensateurs, appelés  $C_y$ , ont la particularité de faire transiter un faible courant, pour des raisons de protections des personnes. Le filtre de mode commun constitué d'une bobine et de condensateurs ( $3 C_x$  en étoile et en série avec  $1 C_y$ ) diminue l'amplitude du courant de mode commun vu par les victimes, et peut être placé en sortie ou en entrée du variateur de vitesse, ou même sur le bus continu. Suivant l'emplacement de ce filtre, la protection de la victime (moteur ou réseau électrique) peut varier comme expliqué ci-après.

**Sur le réseau électrique:** ce filtre est la solution de prédilection utilisée dans les variateurs de vitesse actuels avec en étage d'entrée un pont à diodes [Hedayati2013]. Il permet, avec l'ajout de condensateurs reliant chaque phase à la terre, de créer un chemin de circulation des courants de mode commun (Figure 1.17). En revanche, le moteur n'est pas protégé des courants HF qui se referment par la terre. Voir même, du fait de la faible impédance des condensateurs du filtre HF, le courant de circulation dans le conducteur de terre (provenant du variateur) peut être plus important que dans le cas sans la présence du filtre. Une augmentation du courant dans le conducteur de terre entraînera des problèmes de PEM rayonnées ainsi qu'un risque accru de décharges électrostatiques dans les roulements des machines.

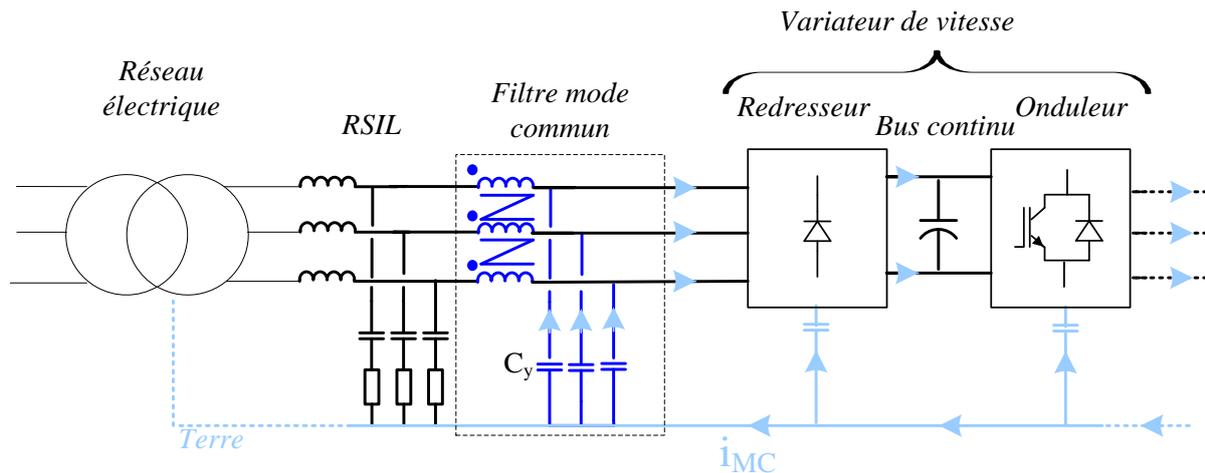


Figure 1.17 : Filtre de mode commun sur le réseau

**Sur le bus continu:** cette solution est une extension du filtre de mode commun en entrée du variateur de vitesse. Elle consiste à mettre en œuvre un filtre de mode commun sur le bus continu pour reboucler les courants de mode commun circulant entre le variateur et le moteur [Lei2011 ; Vrankovic2009]. Cette solution est utilisée dans les variateurs de vitesses composés d'un pont de diode en entrée qui ne génère quasiment pas de perturbations HF vers le réseau. Le gain par rapport à la solution précédente est l'économie d'un enroulement sur la bobine de mode commun.

**En sortie du variateur:** ce filtre exploité par [Palma2002 ; Acharya2010] permet, en fixant le potentiel du point commun des condensateurs de filtrage à la terre (Figure 1.18). Cette solution limite ainsi l'amplitude des courants HF circulant dans le câble et le moteur, tout en protégeant ce dernier. Ce filtre de mode commun en sortie de l'onduleur permet de soulager le filtre en entrée du variateur (nécessaire pour la protection du réseau électrique).

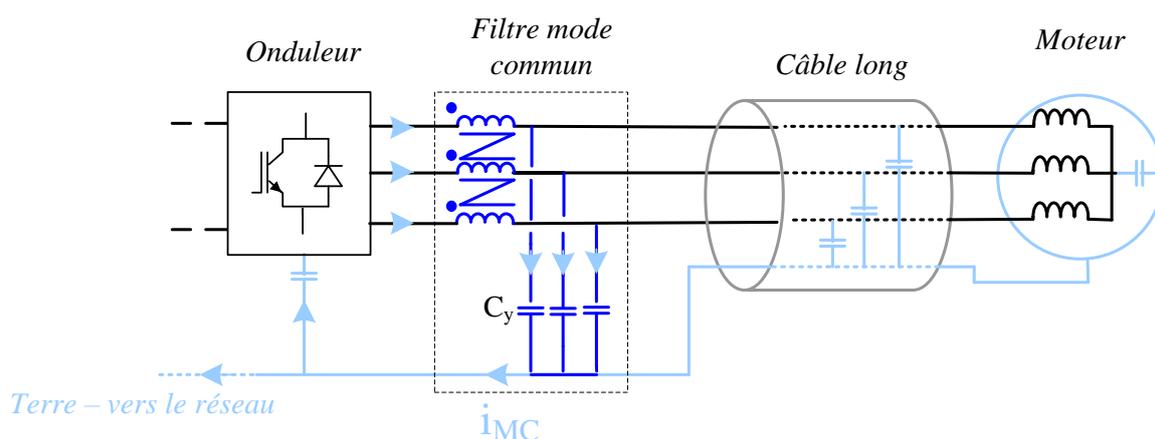


Figure 1.18 : Filtre de mode commun en sortie de l'onduleur

Ces filtres sont destinés à réduire les perturbations de mode commun dans la bande des PEM conduites. En réalité, au-delà de quelques mégahertz, l'efficacité des filtres passifs est réduite du fait d'éléments parasites propres aux éléments qui composent le filtre. L'inductance est

supplannée par les capacités parasites inter spires (EPC) et les inductances série (ESL) deviennent prépondérantes au-delà de quelques mégahertz pour les condensateurs. Le design optimal d'un filtre pour toute la bande de fréquence des émissions conduites est, de ce fait, très complexe.

### 2.2.2. Filtres actifs

**Filtres pour les surtensions:** ces solutions mettent en jeu un circuit auxiliaire composé d'interrupteurs de puissance, mais aussi d'éléments passifs de faible volume, dans le but de réduire l'amplitude des surtensions [Ortega2004]. Ils sont généralement moins volumineux que les filtres passifs, mais nécessitent un contrôle spécifique qui complexifie leur application industrielle pour des contraintes de fiabilité notamment.

**Filtres de mode commun:** cette solution consiste à introduire une source en parallèle à la source principale de perturbations grâce à l'introduction, entre autres, d'inductances de mode commun et d'interrupteurs de puissance supplémentaires pour la génération de fronts de tensions (Figure 1.19) [Julian1999].

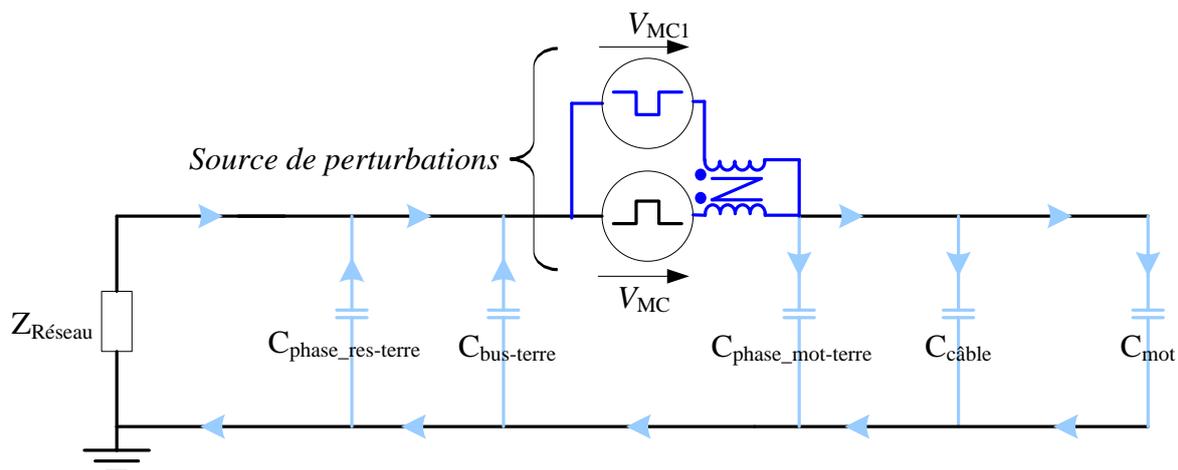


Figure 1.19 : Représentation simplifiée de mode commun d'une mise en opposition de sources de perturbations

L'objectif de cette solution étant que les deux tensions de mode commun s'égalisent ( $V_{MC} = V_{MC1}$ ). Par exemple, l'ajout d'un 4<sup>ème</sup> bras à l'onduleur [Aizawa2010] permet de générer deux niveaux de tension à opposer à une tension de mode commun qui en compte quatre  $\left\{ -\frac{E}{2}, -\frac{E}{6}, \frac{E}{6}, \frac{E}{2} \right\}$ .

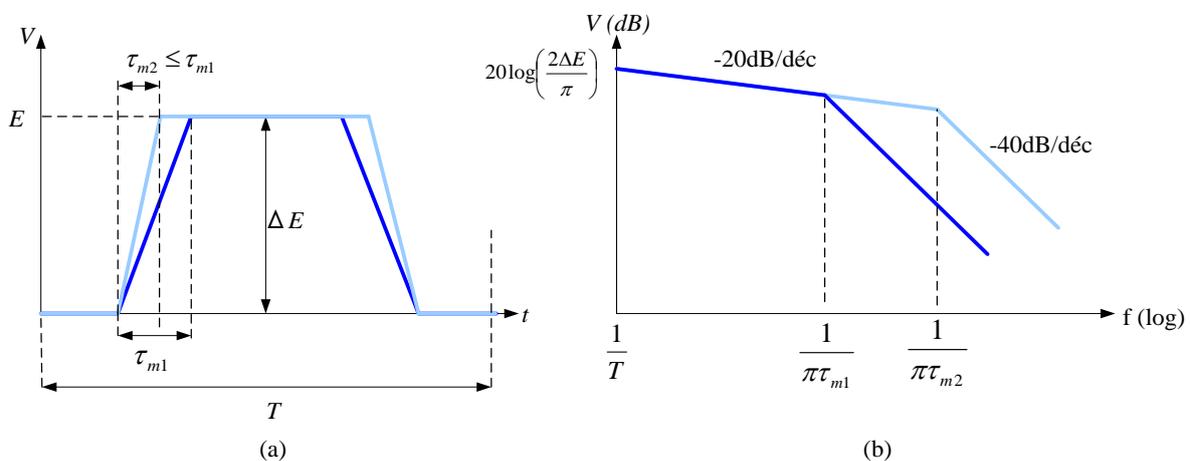
Le résultat est une compensation partielle des variations de la tension de mode commun. Une amélioration de cette solution consiste à complexifier la structure, jusqu'à la mise en opposition d'un second onduleur, étudié par [JiangYS2009 ; Rajeevan2013 ; Shuo2010], dont la tâche est uniquement de créer une tension de mode commun qui est l'exact opposé de celle créée par l'onduleur qui sert à alimenter le moteur.

### 2.2.3. Conclusion sur les solutions de filtrage

Le filtre passif est, du fait de sa simplicité, la solution industrielle la plus couramment utilisée pour la réduction des PEM. Toutefois, bien que robuste, il n'en demeure pas moins volumineux et nécessite, pour chaque type de perturbations (surtensions, courants de mode commun, courants de mode différentiel), une structure de filtrage adéquate multipliant de ce fait le nombre de composants passifs et augmente le volume global du variateur de vitesse. Notons tout de même, qu'une augmentation de la fréquence de découpage des transistors réduirait le volume des éléments passifs car la fréquence de résonance du filtre est plus élevée. En contrepartie, cette augmentation des fréquences de découpage décalerait les harmoniques de découpage (d'amplitude élevée) vers les plages de fréquence concernées par des restrictions d'ordre normatif. Le filtre devra donc être d'autant plus efficace pour permettre l'atténuation de ces harmoniques. Il y a donc un antagonisme entre la réduction du volume des solutions de filtrage et le niveau de perturbations à filtrer [Meynard2013].

### 2.3. Commutation des interrupteurs de puissance

Les solutions de filtrage et de modification de la topologie du convertisseur entraînent une augmentation du volume global du variateur de vitesse et une complexification de la commande des convertisseurs (plus de transistors à commander). Alors que, la réduction du volume est, dans l'industrie, un enjeu de taille puisque les solutions de filtrages représentent environ un tiers de l'espace occupé dans un variateur de vitesse. C'est pour cette raison que d'autres solutions permettant de réduire les PEM sans l'augmentation du nombre de composants ont été étudiées.



**Figure 1.20 :** Représentation de l'impact des vitesses de commutation (a) sur la représentation spectrale asymptotique (b) d'une tension trapézoïdale

On constate que l'augmentation du temps de montée des fronts de tensions (le temps de descente est considéré égal), permet de décaler la fréquence de cassure de l'atténuation des perturbations vers les basses fréquences (Figure 1.20). De ce constat découlent les techniques de réduction de la vitesse des commutations, qui permettent une atténuation plus rapide du contenu harmonique des tensions découplées (Figure 1.13) et, a fortiori, des PEM générées.

D'autre part l'action de « coucher » les fronts de tension aura un effet bénéfique sur les perturbations rayonnées.

Les interrupteurs de puissance majoritairement utilisés dans les convertisseurs des variations de vitesse sont de type IGBT (*Insulated Gate Based Transistor*). Ces transistors peuvent être vus comme l'association d'un transistor bipolaire commandé par un MOSFET. Ils présentent des propriétés en commutations que l'on peut différencier pour la mise en conduction (*turn-ON*) et le blocage (*turn-OFF*). Un exemple de commutation d'un IGBT sur une charge inductive est donné Figure 1.21.a.

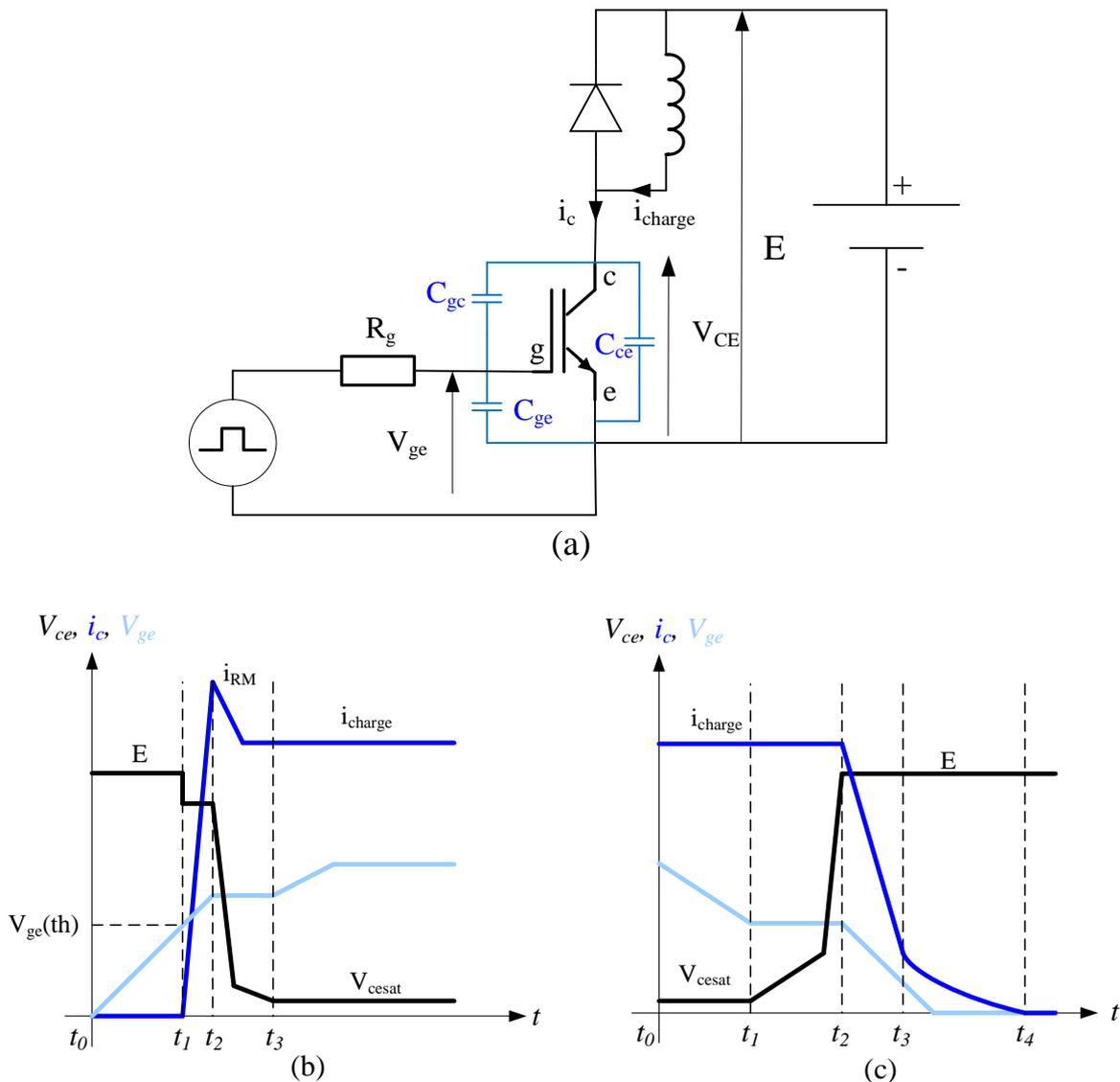


Figure 1.21 : Structure du convertisseur abaisseur(a) formes d'ondes des courants et tensions d'un IGBT durant la commutation turn-ON (b) et turn-OFF (c)

- Phases de commutation à la mise en conduction d'un IGBT

$t_0$  à  $t_1$  : la tension de grille  $V_{ge}$  croit jusqu'à atteindre la tension de seuil  $V_{ge(th)}$ .

$t_1$  à  $t_2$  : le courant augmente linéairement (vision simplifiée) dans l'IGBT jusqu'au courant de recouvrement inverse de la diode de roue libre  $i_{RM} + i_{charge}$ . Pendant ce temps, la

tension  $V_{ce}$  décroît légèrement par excitation des inductances parasites au sein de la maille de commutation (non représentées).

**$t_2$  à  $t_3$**  : la tension  $V_{ce}$  diminue fortement lorsque la diode retrouve son pouvoir de blocage puis  $V_{ce}$  décroît plus lentement alors que la tension  $V_{ge}$  est à peu près constante (effet Miller).

**Au-delà de  $t_3$**  : le transistor est en conduction.

- Phases de commutation au blocage d'un IGBT (simplifiées)

**$t_0$  à  $t_1$**  : la tension  $V_{ge}$  décroît jusqu'au palier Miller.

**$t_1$  à  $t_2$**  : la tension  $V_{ce}$  monte en s'accroissant par la charge de  $C_{gc}$  dont la valeur diminue avec l'augmentation de la tension  $V_{ce}$  (l'effet Miller).

**$t_2$  à  $t_3$**  : le courant décroît brusquement lorsque la tension  $V_{ce}$  atteint la tension d'alimentation  $E$ . Cette décroissance rapide du courant correspond à l'ouverture de la « partie MOSFET » de l'IGBT.

**$t_3$  à  $t_4$**  : les porteurs minoritaires qui n'ont pas été évacués se recombinaient. Ce courant à décroissance exponentielle est appelé "courant de queue".

**Au-delà de  $t_4$**  : le transistor est bloqué.

### 2.3.1. Action sur les commutations des transistors

**Augmentation de la résistance de grille**: les transistors sont mis en conduction à partir de la charge et la décharge de la capacité  $C_{ge}$  entre « émetteur » et « grille » dans le cas d'un IGBT. Ainsi, une idée simple pour ralentir les commutations consiste à augmenter la résistance de grille  $R_g$  pour limiter le courant de grille (Figure 1.21). Ainsi, des fronts de tension plus lents permettraient, au même titre que le filtre  $dV/dt$ , la réduction des surtensions aux bornes de la machine. En revanche, cette méthode paie sa simplicité par des pertes par commutation supplémentaires qui se traduiront par un échauffement plus important des transistors et donc par la mise en œuvre de moyens d'évacuation de ces pertes (refroidissement à eau, radiateur plus volumineux, ...).

**Action sur la capacité Miller**: lors de la charge et la décharge de la capacité  $C_{ge}$  s'ajoute la charge et la décharge de  $C_{gs}$  (Figure 1.21.a) appelée aussi capacité de Miller. Cette capacité pendant qu'elle se charge limite la charge de la capacité  $C_{ge}$  entraînant ainsi le ralentissement de la commutation. Ainsi, une solution pour ralentir les temps de montées de la tension  $V_{CE}$  consiste à augmenter le temps de charge de cette capacité de Miller pour retarder au plus la charge de  $C_{ge}$ . Ce procédé a été mis au point à travers une solution de circuit de pilotage actif [Kagerbauer2007]. Comme pour la précédente, cette solution génère également des pertes supplémentaires.

**Action sur la tension de grille** : Cette solution, mise en œuvre par [Idir2006], consiste à introduire à la tension commande des transistors à grille isolée,  $V_{ge}$ , des paliers de tension lors de la mise en conduction et au blocage de ces derniers. Cette action sur  $V_{ge}$  permet de contrôler les variations des courants et des tensions commutés dans le but de réduire, à la fois, les surintensités et les surtensions respectivement. Cette solution rend possible, par un contrôle des commutations, la réduction des PEM conduites et rayonnées.

### 2.3.2. Circuits d'aide à la commutation

La réduction des variations de tensions par une action sur la résistance de grille est limitée par les pertes par effet Joule qu'elle génère. D'autres techniques de réduction des variations des grandeurs électriques (courant, tension) aux bornes des transistors existent. Elles nécessitent l'utilisation de circuits d'aide à la commutation (CALC). Ces solutions, permettent notamment de limiter les fortes valeurs des  $dv/dt$  à l'origine des problèmes de surtensions et de réduire ainsi les PEM liées aux harmoniques de la tension de mode commun. Mais contrairement aux solutions précédentes (actions sur  $R_g$ ), les pertes peuvent être limitées par des circuits de réinjection de l'énergie accumulée dans le condensateur (ou l'inductance) [Divan1991].

### 2.3.3. Commutation douce

La commutation douce est un procédé qui permet l'obtention de commutations sans pertes. Le principe consiste à amener la tension à *commuter* à zéro avant que le transistor ne se mette à conduire (augmentation du courant). On parle alors de « *Zéro Voltage Switching* » (ZVS) [Jang2005]. Il est aussi possible d'amener le courant à *commuter* à zéro avant que le transistor ne se bloque (augmentation de la tension), ainsi la puissance consommée pendant les commutations est nulle [Monteiro2004 ; DongbingZ1996]. On parle alors de « *Zéro Current Switching* » (ZCS) [Iannello2002].

Dans le domaine de la variation de vitesse, des onduleurs utilisent la commutation douce pour la réduction des pertes par commutations et la réduction des PEM. Ce montage porte le nom d'*Auxiliary Resonant Commutated Pole* ou ARCP [Rizet2010 ; Nakamura2003 ; Turpin2003].

Bien que la commutation douce résonnante semble intéressante, l'augmentation de temps de montée et de descente limite la fréquence de découpage des convertisseurs et nécessite l'emploi d'inductances et de condensateurs pour la mise en œuvre de ces commutations, augmentant la complexité structurelle du variateur de vitesse.

### 2.3.4. Conclusion sur la réduction des $dV/dt$

Cette étude montre que l'action sur les  $dV/dt$  permet une amélioration en haute fréquence des niveaux PEM (à partir de quelques mégahertz) par une augmentation des temps de commutation typiquement quelques centaines de nanosecondes (Figure 1.5) voir plus si des CALC sont utilisés. En revanche, cette action sur le  $dV/dt$  (limitée à  $5kV/\mu s$  par des constructeurs de variateurs) ne permet généralement pas une réduction des PEM dans la plage de fréquence allant de 150kHz à quelques MHz.

## 2.4. Commande logique des interrupteurs de puissance<sup>6</sup>

Les courants de mode commun trouvent leur origine dans les variations de la tension de mode commun, elle-même issue des tensions découpées par l'onduleur. Ces tensions sont issues de la commande logique des IGBT basée sur la modulation de largeur d'impulsion (MLI).

<sup>6</sup> Toutes les dénominations utilisées dans ce paragraphe seront détaillées en 3.2.1

### 2.4.1. Application à un ensemble redresseur pont de diode - onduleur

Dans le cas d'un variateur de vitesse composé à l'entrée d'un redresseur à diodes, la tension de mode commun s'exprime comme la moyenne des tensions de sortie de l'onduleur  $V_{AO}$ ,  $V_{BO}$ ,  $V_{CO}$ . Dans ce qui suit, nous allons présenter les différentes méthodes de réduction de la tension de mode commun en agissant sur le motif issu de la MLI.

#### 2.4.1.1. Stratégie *Flat top*

Le *flat top* est une stratégie de modulation qui consiste à bloquer pendant toute une période de commutation un des trois bras de l'onduleur par action sur la composante homopolaire [Holmes2000]. Elle permet une réduction par deux, du nombre total de variations de la tension de mode commun (Figure 1.22). La tension de mode commun ainsi obtenue est d'amplitude globale plus faible que celle sans *flat top*. Cette réduction de l'excursion de la tension de mode commun permettrait aussi de limiter les risques de décharges électrostatiques dans les roulements du moteur. La réduction de la tension de mode commun a été développée au travers d'autres stratégies de modulation élaborées par [JianS2013 ; Ning2013 ; Dehghani2015] pour des convertisseurs à deux niveaux de tension, et [Ahmed2014 ; Payami2014 ; Oleschuk2014] pour des convertisseurs avec un nombre de niveaux de tension supérieur.

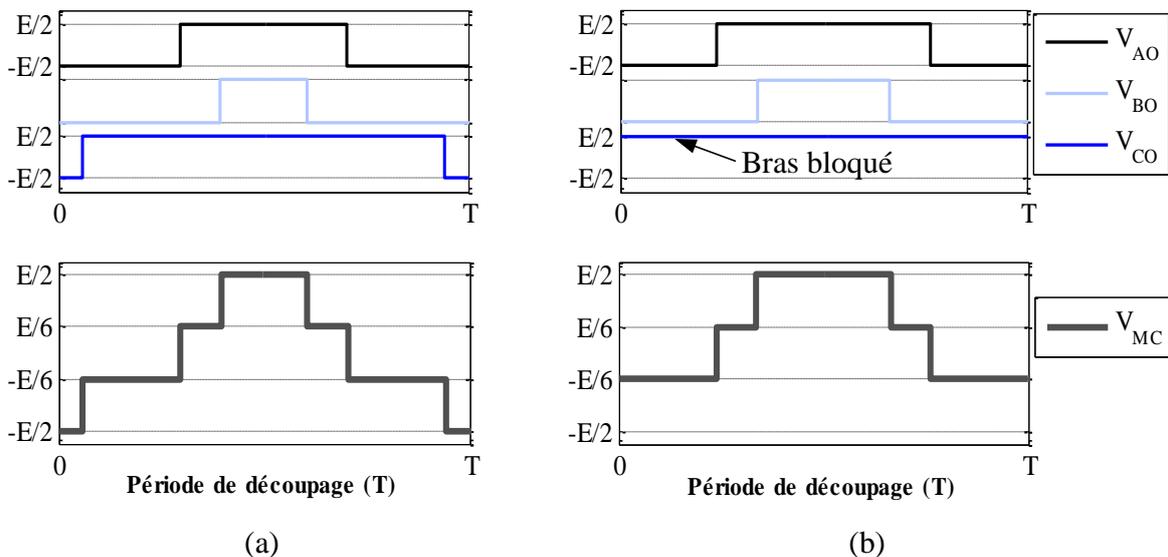
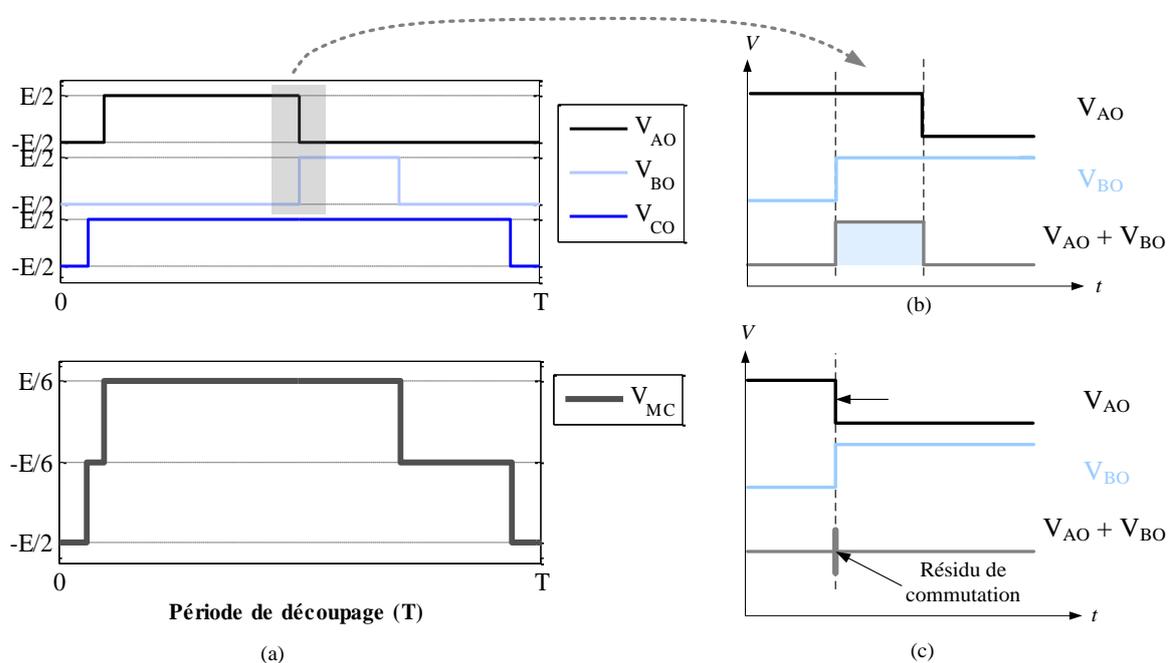


Figure 1.22 : Tension de mode commun sans (a) et avec (b) *flat top*

Le nombre réduit de commutations par période de découpage permet aussi une réduction non négligeable des pertes par commutation des interrupteurs de puissance de l'onduleur. En revanche, bien que deux variations aient été annulées, il en reste toujours quatre qui participeront à la génération du courant de mode commun. De plus, aucune amélioration n'a été portée aux surtensions car les variations de tension  $\Delta V$  et les  $dV/dt$  restent inchangés.

### 2.4.1.2. Synchronisation des fronts de tension

Une autre possibilité de réduction du courant de mode commun consiste à procéder à une annulation des variations de la tension de mode commun (Figure 1.23.a) par une mise en opposition des fronts de tension présents sur les trois tensions en sortie de l'onduleur (Figure 1.23.c). La synchronisation de deux fronts de tension est aussi appelée double commutation [Zitzelsberger2006 ; YenS2004]. Elle permet, en théorie, une annulation de la tension résultante. Dans la pratique, les commutations ne sont pas idéales (Figure 1.21.b et Figure 1.21.c.) et donneront lieu à des résidus dits de synchronisation<sup>7</sup>. De plus, l'utilisation des doubles commutations est synonyme d'augmentation des variations de tensions entre les phases de l'onduleur (A, B, C) d'un rapport deux. Ainsi, des surtensions bien plus élevées seront appliquées au moteur lors de l'utilisation avec de longs câbles, et pourront être destructives pour les moteurs.



**Figure 1.23 :** Tension de mode commun avec synchronisation de deux fronts de tension (a), résultante de deux fronts de tension sans (b) et avec (c) synchronisation

La littérature regorge de stratégies de modulation qui mettent en œuvre des doubles commutations pour la réduction des variations de la tension de mode commun [BenAbdelghani2002]. Parmi ces stratégies, certaines permettent de synchroniser tous les fronts de tensions d'un onduleur à deux niveaux de tension [Cacciato1999].

La réduction des variations de la tension de mode commun  $V_{MC}$  entraînerait une réduction de l'amplitude du fondamental de tension entre phases applicables au moteur [Cacciato1999] et l'augmentation des surtensions qui apparaissent aux bornes du moteur dans le cas d'un câble long. Pour pallier à ces deux inconvénients, le même type de synchronisations est appliqué à des onduleurs à trois niveaux de tension [HaoranZ2000 ; Rodriguez2004], voir plus

<sup>7</sup> Une étude détaillée des résidus de synchronisation est réalisée au chapitre 3

[Bodo2013]. En effet, l'utilisation de topologies multiniveaux, donne accès à des degrés de libertés<sup>8</sup> inexistantes avec l'utilisation de convertisseurs deux niveaux.

### 2.4.1.3. Association flat top et synchronisation de fronts de tension

L'utilisation du flat top et d'une double commutation permet d'économiser chacune deux transitions sur la tension de mode commun. L'idée consiste à appliquer la stratégie flat top sur un des bras de l'onduleur et une double commutation aux deux bras restants, non bloqués [Videt2008]. Le flat top permet de passer à quatre variations, et l'action conjointe de la double commutation réduit à deux variations complètes, et un résidu de la tension de mode commun sur une période de découpage. Cette solution met en avant les avantages offerts par le flat top (réduction des pertes par commutation) en y associant une double synchronisation. Elle permet, contrairement à la synchronisation de tous les fronts par doubles commutations, d'alimenter la charge sous sa tension nominale avec un onduleur deux niveaux. En revanche, les surtensions sont présentes lors des doubles commutations. Ces dernières peuvent être maîtrisées avec l'utilisation d'un onduleur de type NPC [Videt2009].

### 2.4.2. Application à un ensemble redresseur MLI - onduleur

Lors de l'utilisation d'un redresseur MLI<sup>9</sup>, les tensions en entrée du variateur sont elles aussi découpées. Les trois phases en entrée du variateur de vitesse (côté réseau électrique) seront nommées: X, Y, et Z. Dans ce cas, ce redresseur participera à la création des courant HF et dans le cas du mode commun, la source sera vue comme étant la différence de potentiel des potentiels moyens de tensions en entrée et en sortie du variateur de vitesse. L'équation représentative de ce générateur de tensions est donnée par Eq 1.6<sup>10</sup>.

$$V_{MC} = \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}}{3} - \frac{V_{XO} + V_{YO} + V_{ZO}}{3} \quad (\text{Eq 1.6})$$

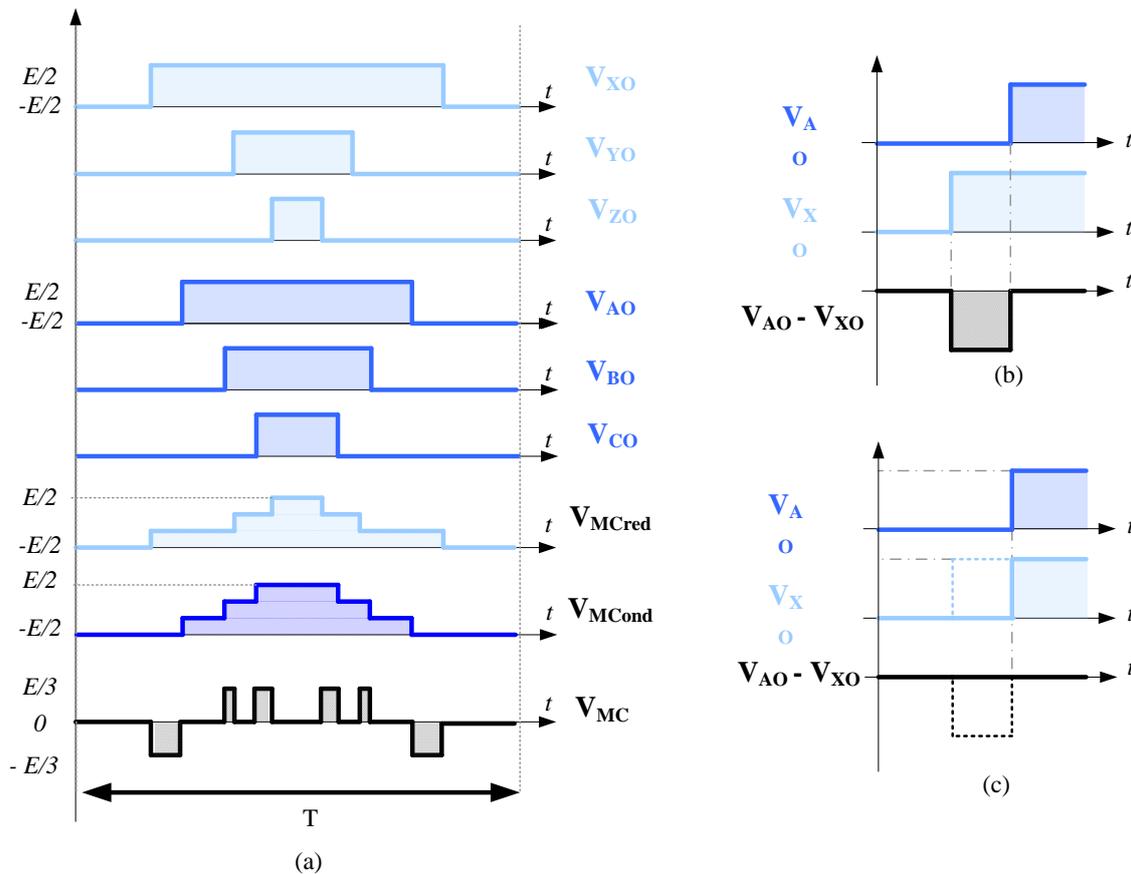
$$V_{MC} = V_{MC\text{ond}} - V_{MC\text{red}}$$

Pour réduire les variations de cette tension de mode commun (Figure 1.24.a), qui compte, désormais douze variations (soit deux fois plus qu'un onduleur seul) différentes solutions existent. Il est possible d'appliquer les différentes stratégies définies pour l'onduleur seul et de les étendre aux deux convertisseurs indépendamment [Hou2013 ; Dong2012] l'une de l'autre avec les inconvénients et avantages de chacune d'entre elles. Mais, il est aussi possible de réduire les variations de  $V_{MC}$  par la synchronisation de deux fronts de tension de même nature (front montant ou descendant) issue de l'onduleur et du redresseur MLI (Figure 1.24.c)

<sup>8</sup> La notion de degrés de libertés sera expliquée au paragraphe 3.2.1

<sup>9</sup> Les avantages et les dénominations utilisées pour le redresseur MLI seront donnés au paragraphe 3.1.2

<sup>10</sup> Les hypothèses derrière cette formulation de la tension de mode commun seront fournies au paragraphe 3.1.2

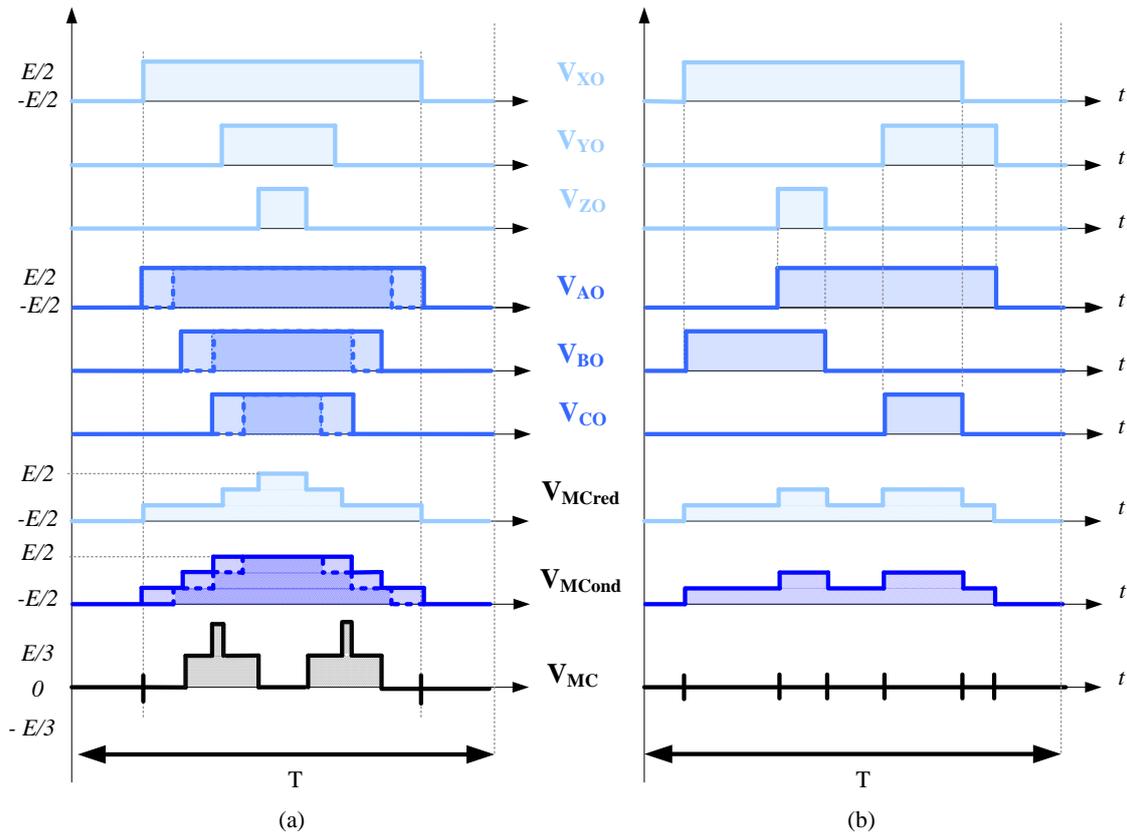


**Figure 1.24 :** Tension de mode commun généré par un ensemble redresseur MLI – onduleur (a), résultante de deux fronts de tension sans (b) et avec (c) synchronisation

Il n'existe que peu d'études autour de ce type de synchronisations. On peut néanmoins citer deux stratégies de modulations pour la réduction des variations de  $V_{MC}$ .

Il est possible de faire correspondre les fronts de tensions de l'un des bras de l'onduleur avec ceux du redresseur [HyeounD2000]. Cette égalisation est assurée par l'utilisation de la composante homopolaire (degré de liberté) pour laquelle, un exemple est donné Figure 1.25.a. Ici, la composante homopolaire est utilisée afin de faire correspondre l'impulsion du bras X avec le bras A. Remarquons que l'on aurait très bien pu appliquer la composante homopolaire au bras Y ou Z (pour les faire correspondre à B ou C). La seule contrainte étant que l'ajout de cette composante homopolaire ne permettra pas, par exemple, d'effectuer un *flat top* sur l'onduleur et l'AFE.

Une autre stratégie pour effectuer des synchronisations au sein d'une association redresseur MLI - onduleur est issue de [Thiam2009] qui a fait l'objet d'un brevet déposé par Schneider Electric [Videt2010b]. Cette stratégie de modulation permet de synchroniser, entre eux, tous les fronts de tension des deux convertisseurs (Figure 1.25.b). La tension de mode commun serait alors réduite à six résidus de commutation sans pour autant amplifier les surtensions aux bornes du moteur puisque, a priori, il n'y a pas de double synchronisations comme cela a été le cas pour l'onduleur seul.



**Figure 1.25 :** Stratégie de synchronisation partielle (a) et totale (b) des fronts de tension d'un ensemble AFE – onduleur.

En revanche, bien que possible, les mécanismes permettant l'utilisation de cette stratégie de modulation n'ont pas été déterminés (contraintes d'alimentation des moteurs, ...). Par la suite, cette stratégie sera qualifiée de « synchronisation totale » car elle permettrait, en théorie, une annulation de la tension de mode commun.

### 2.4.3. Conclusion sur les stratégies de modulation

L'utilisation d'une stratégie de modulation pour la réduction des perturbations de mode commun résout le problème à sa source par le jeu de synchronisations de fronts de tension. Dans le cas d'un variateur de vitesse à redressement de type pont de diode, l'onduleur est la seule source de PEM. Or les stratégies de modulation pour ces convertisseurs présentent des inconvénients à moins d'utiliser des topologies multi-niveaux qui apportent elles-mêmes de nouveaux inconvénients (augmentation du nombre de composants à commander). Un autre type de variateurs de vitesse utilisent un redresseur MLI à l'entrée dont la topologie est identique à celle de l'onduleur pour deux niveaux de tension. A cause du découpage induit par le redresseur MLI, de nouvelles synchronisations des commutations sont possibles entre l'onduleur et le redresseur MLI. Elles permettraient, a priori, d'utiliser des topologies à deux niveaux de tension avec moins de contraintes sur les autres perturbations (surtensions essentiellement). Finalement, l'objectif de cette thèse consistera à mettre en œuvre la synchronisation totale dans le cas d'un variateur de vitesse utilisant une topologie redresseur MLI et onduleur afin de réduire les perturbations de mode commun.

### 3. Détermination de la structure du convertisseur du variateur de vitesse

Les variateurs de vitesses sont des convertisseurs de puissance qui permettent la maîtrise de la vitesse des moteurs électriques au travers d'une conversion AC/AC. De tels dispositifs de conversion peuvent se présenter sous différentes familles :

- les convertisseurs de puissance à source de courant,
- les convertisseurs de puissance à source de tension.

Les convertisseurs à source de tension sont prépondérants dans les applications industrielles du fait de leur rendement et de leur stockage d'énergie plus important dans un condensateur du bus continu. Les convertisseurs à source de courant nécessitent l'utilisation d'une bobine pour stocker de l'énergie qui serait plus volumineuse en comparaison avec un condensateur pour la même énergie emmagasinée. Il existe différentes structures de puissance qui permet une conversion AC-AC.

- Les convertisseurs matriciels sont des structures entièrement commandées. Ces structures permettent une conversion AC-AC qu'il est possible de diviser en deux familles :
  - les convertisseurs matriciels directs [Kolar2011],
  - les convertisseurs matriciels indirects [Klumpner2008].
- Les convertisseurs à stockage d'énergie intermédiaire qui découplent la conversion AC-AC en sous-systèmes [Kolar2011].
  - Une conversion AC-DC où la tension triphasée fournie par le réseau est redressée pour obtenir une tension continue. Cette structure peut être entièrement commandée (redresseur MLI) ou non (à diodes). [Kolar1999 ; Borgonovo2003]
  - Puis, l'énergie en provenance du réseau est stockée dans un condensateur qui a pour but de lisser la tension et qui constitue le bus continu.
  - Et enfin une conversion DC-AC où la tension continue est découpée pour créer les tensions alternatives nécessaires au fonctionnement du moteur.

Dans l'industrie, on trouve majoritairement des convertisseurs avec stockage intermédiaire, qui se composent généralement d'un onduleur, d'un bus continu et d'un redresseur de type pont à diodes ou d'un redresseur MLI (Figure 1.26) que l'on nommera AFE (*Actif Front End*). Le choix des solutions à stockage intermédiaire permet une robustesse aux creux de la tension du réseau électrique car l'énergie emmagasinée dans l'élément de stockage permettrait d'alimenter le moteur.

Dans le cas de l'AFE, une bobine entre le redresseur MLI et le réseau électrique est nécessaire au fonctionnement de la structure. En pratique, pour réduire le volume, cette bobine est remplacée par un filtre LCL de volume global moins important [Lixiang2007]. Même si ce point semble défavoriser l'AFE, nous verrons par la suite que d'autres critères entrent en ligne de compte et minimisent cet inconvénient.

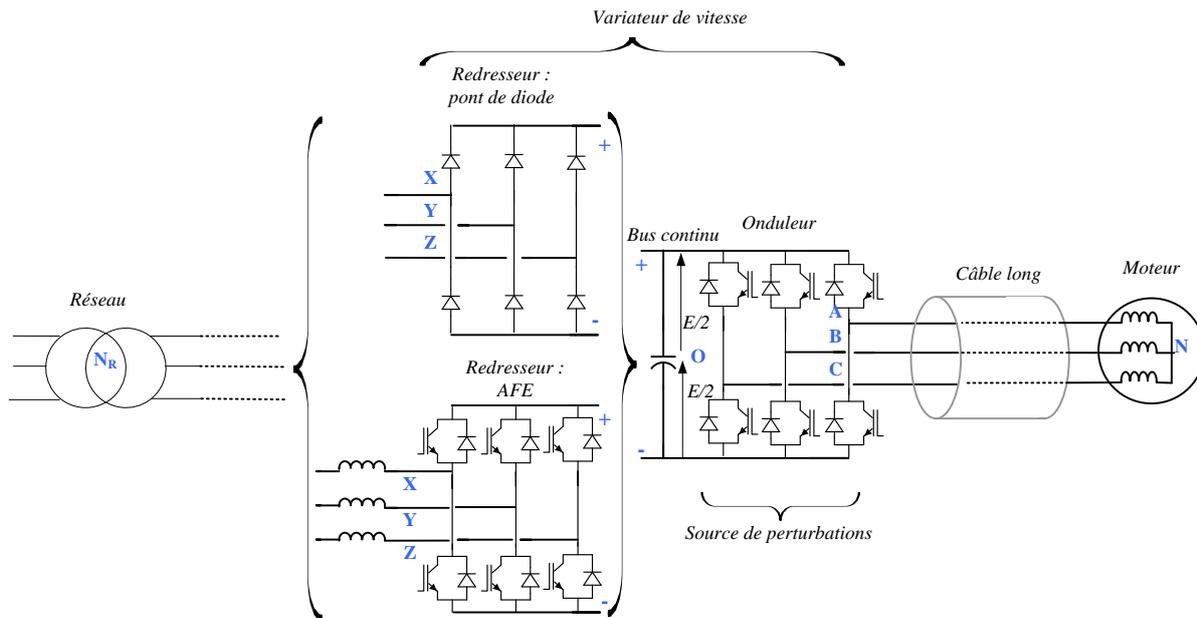


Figure 1.26 : Structure de conversion pour la variation de vitesse

### 3.1. Choix de la structure du convertisseur

Ce choix concerne essentiellement le redresseur, puisque, à moins d'utiliser des topologies multi-niveaux, les choix de la structure de l'onduleur restent limités.

#### 3.1.1. Distorsions harmoniques sur le réseau électrique

Le redresseur, directement connecté au réseau électrique, est soumis à des réglementations (EN61000-3-12 et IEE519) vis-à-vis des harmoniques générés. Ces harmoniques sont essentiellement basses fréquences, de mode différentiel, et couvrent une plage de fréquences allant de 100Hz à quelques kilohertz. Dans le cas d'un pont à diodes, l'absorption des courants est impulsionnelle (Figure 1.27.a) et entraîne des anomalies sur le réseau qui se traduisent par la déformation des tensions à l'origine sinusoïdales. Cette déformation des tensions par le courant est due à l'impédance du réseau, et est à l'origine de perturbations sur les autres appareils connectés au même réseau électrique.

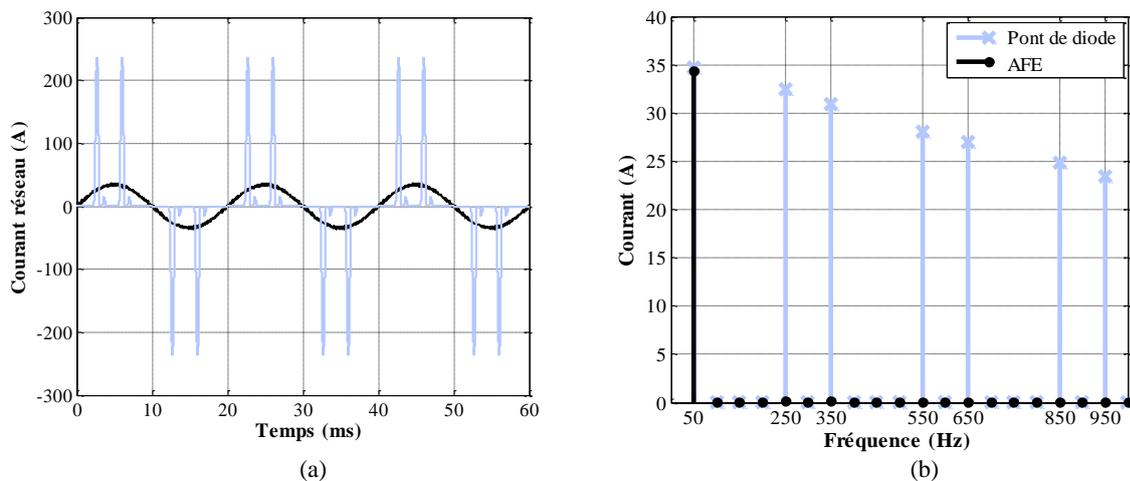
En revanche, le courant absorbé par le redresseur MLI est sinusoïdal. Cette différence se traduit dans le domaine fréquentiel par la présence d'harmoniques basses fréquences (5<sup>e</sup>, 7<sup>e</sup>, 11<sup>e</sup>...) d'amplitude équivalente au fondamental fixé à 50Hz pour le pont à diodes (Figure 1.27.b). Alors que, le redresseur MLI ne génère que le fondamental dans la plage de fréquences observées.

Dans le cas de perturbations basses fréquences, la norme EN61000-3-12 est utilisée. Celle-ci est basée sur un quantificateur appelé Taux de Distorsion Harmonique (THD). Il correspond aux distorsions présentes sur les grandeurs électriques (courant dans notre cas) en prenant pour base un signal purement sinusoïdal constitué uniquement de son fondamental.

$$THDi = \sqrt{\sum_{k=2}^{40} \left(\frac{i_k}{i_1}\right)^2} \quad (\text{Eq 1.7})$$

- $i_k$  l'amplitude de l'harmonique au rang  $k$
- $i_1$  l'amplitude du fondamental

La norme EN61000-3-12 est applicable dans le cas d'appareils connectés au réseau public qui absorbent un courant compris entre 16 et 75A. Cette norme impose aux appareils électriques un THDi de courant inférieur à 48%, en tenant compte des quarante premières harmoniques du courant ( $k = 2, \dots, 40$ ).



**Figure 1.27** : Simulation de courants absorbés par un redresseur à diodes (a) et son contenu spectral (b)

Par exemple, pour un redresseur connecté à un réseau  $380V_{\text{eff}}$  et absorbant une puissance de 15kW, les courants prélevés avec le pont à diodes ont une forme impulsionnelle, alors que le redresseur MLI prélève un courant sinusoïdale d'une amplitude de 35A. Ces résultats se traduisent par un THDi de plus de 200% pour le pont à diodes, alors que le redresseur MLI son THDi est inférieur à 1%. Des solutions existent pour la réduction des distorsions sur le courant absorbé par un redresseur à diodes. Par exemple, le *C-less* [Saren2005 ; Kim1993 ; Utsugi2012 ; Yoo2007], l'injection d'harmonique 3 [Bird1969 ; Pejovic2000 ; Lawrance1992], ou encore l'utilisation de circuits actifs [Li2007 ; Ertl2005] sont des solutions qui permettent la réduction du THDi en deçà des 48% imposés par la norme. Malgré toutes les améliorations apportées au redresseur à diodes, il devient difficile à atteindre le même niveau de pollution harmonique BF que celui du redresseur MLI.

Dans le domaine industriel, l'absorption de courants sinusoïdaux devient une contrainte qui pèse de plus en plus car les gestionnaires des réseaux électriques qui exigent une réduction des niveaux harmoniques en BF. De plus, le redresseur MLI permet un transfert de puissance bidirectionnel et une maîtrise de la tension du bus continu<sup>11</sup>, choses que le redresseur à diodes

<sup>11</sup> Il est possible d'élever la tension du bus continu pour alimenter la charge à sa tension nominale même si la tension du réseau est insuffisante.

ne peut réaliser. Pour toutes ces raisons le variateur étudié dans le cadre de cette thèse se composera d'un AFE et d'un onduleur à deux niveaux de tension.

### 3.1.2. Présentation de la structure retenue

Pour les raisons évoquées précédemment, la structure pour le variateur de vitesse retenue dans le cadre de cette thèse se compose d'un AFE et d'un onduleur. L'utilisation d'un AFE entraînera le découpage des tensions en entrée ce qui induira une source de pollution électromagnétique HF supplémentaire. Ainsi, des courants de mode commun sont générés à la fois par l'onduleur et par l'AFE (Figure 1.28).

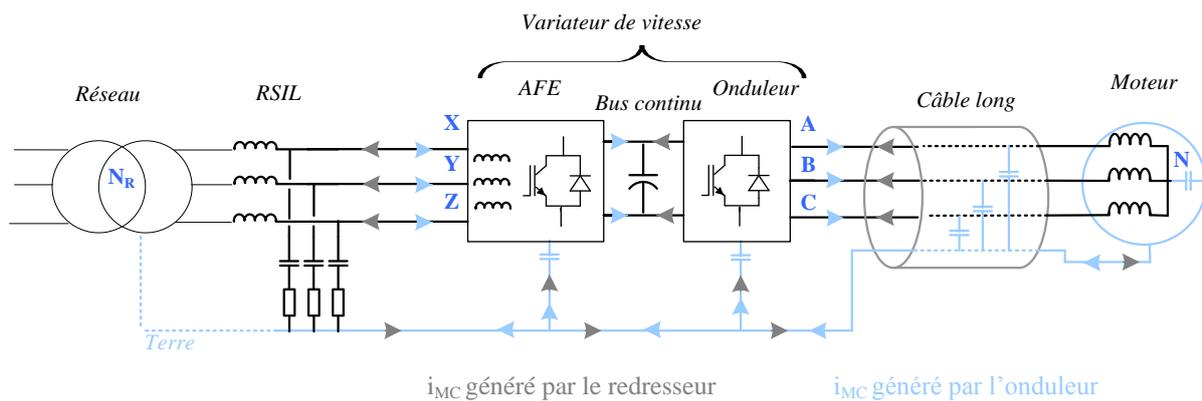


Figure 1.28 : Circulation des courants de mode commun dans un environnement composé d'un ensemble AFE - onduleur

Tout comme l'onduleur, l'AFE est source d'une tension de mode commun  $V_{MCred}$  qui s'exprime comme le tiers de la somme des tensions phase (X, Y, Z) et un point du bus continu. Cette tension  $V_{MCred}$  peut être assimilée à celle entre le neutre du réseau (que l'on peut situer au niveau des transformateurs)  $N_R$  et le point milieu du bus continu. Mais comme pour l'onduleur, du fait d'éléments parasites des câbles de connexion au réseau électrique cette définition de la tension de mode commun n'est valable qu'en basse fréquence.

Nous pouvons donc, comme pour le variateur avec un redresseur à diodes, représenter l'ensemble variateur, câble, moteur et RSIL sous une forme simplifiée d'un schéma électrique de mode commun (Figure 1.29). Les inductances en entrée du redresseur seront considérées comme couplées en mode différentiel, ce qui permet de négliger leurs apports en mode commun. La génération des perturbations de mode commun est due à l'association conjointe de deux générateurs de tension découplés par la présence de capacités parasites de mode commun entre le bus continu et la terre. Ces capacités seront considérées par la suite comme négligeables<sup>12</sup> devant les capacités du câble et du moteur. Sous cette hypothèse, la tension de mode commun générée par le variateur est simplifiée et peut être représentée par une source de tension égale à la différence des tensions  $V_{MCCond}$  et  $V_{MCred}$ .

$$V_{MC} = V_{MCCond} - V_{MCred} \quad (\text{Eq 1.8})$$

<sup>12</sup> Une évaluation de l'impact réel de ce chemin capacitif sera détaillée au chapitre 4

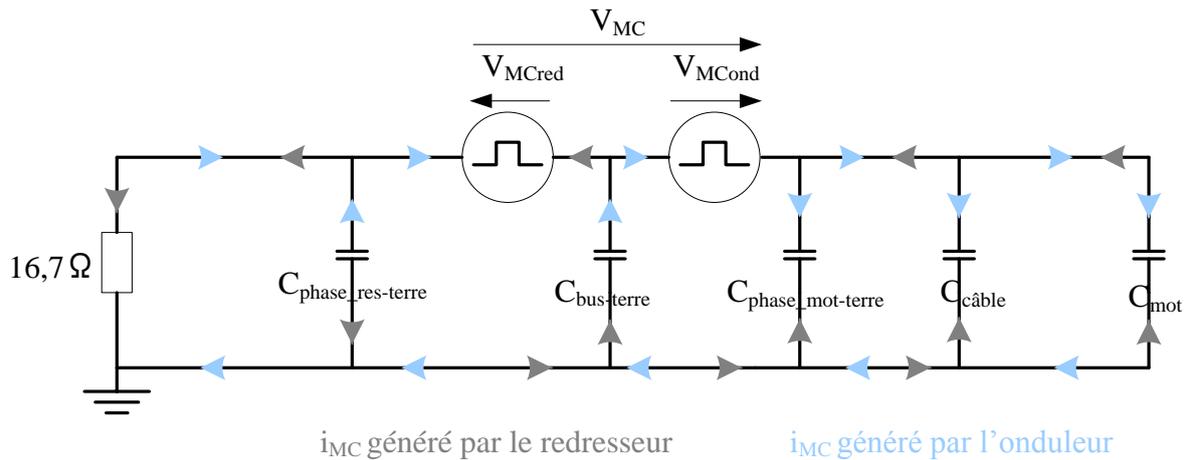


Figure 1.29 : Modèle de mode commun avec utilisation d'un AFE

Les stratégies de synchronisation de fronts de tension entre onduleur et AFE vues au paragraphe 2.4.2 ne sont valides qu'à la condition d'exprimer la tension de mode commun sous la forme d'un générateur global de perturbations. Dans les chapitres suivants, lorsqu'il sera fait état de la tension de mode commun, il s'agira de cette formulation.

## 3.2. Commande des convertisseurs

### 3.2.1. Principe de commande d'un onduleur MLI

#### Grandeurs à contrôler :

Le but d'un onduleur dans un variateur de vitesse est d'alimenter une machine triphasée avec des tensions alternatives sinusoïdales. Ces tensions correspondent à celles mesurées entre les phases du moteur (A, B, C) et le neutre de la machine (fictif si la machine est couplée en triangle ou physiquement présent si elle est couplée en étoile).

$$\begin{aligned}
 V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} &= 0 \\
 V_{AN} &= V_M \sin(\omega t) \\
 V_{BN} &= V_M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_{CN} &= V_M \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{Eq 1.9}$$

$V_M$  correspond à l'amplitude des tensions simples (entre phases et neutre) désirée aux bornes de la machine. Les tensions de références peuvent être obtenues en boucle ouverte par une simple loi U/f, si l'objectif n'est pas de contrôler les grandeurs de la machine (couple, basse vitesse, ...).

Ces tensions sont propres au moteur alors que l'onduleur fournit quant à lui trois tensions par rapport au point milieu du bus continu. Les grandeurs à contrôler  $V_{kN}$  et les grandeurs sur lesquelles une action est possible  $V_{kO}$  et  $k = \{A, B, C\}$ , sont liées par la tension entre le point milieu du bus continu et le neutre de la machine. Or cette tension est égale à la tension de

mode commun BF générée par l'onduleur  $V_{MCond}$ . Ainsi, on définit une relation qui lie les valeurs moyennes de  $V_{kO}$  et les  $V_{kN}$  telle que :

$$\forall k \in \{A, B, C\}, \quad \bar{V}_{kO} = \bar{V}_{kN} + \bar{V}_{MCond} \quad (\text{Eq 1.10})$$

**Modulation de largeur d'impulsions :**

Les tensions  $V_{kO}$  sont obtenues par le découpage des interrupteurs de puissance, ces derniers fonctionnent de façon complémentaire. En fonction de la configuration des interrupteurs  $K_{1A}$  et  $K_{2A}$ , la tension  $V_{AO}$  varie (Figure 1.30).

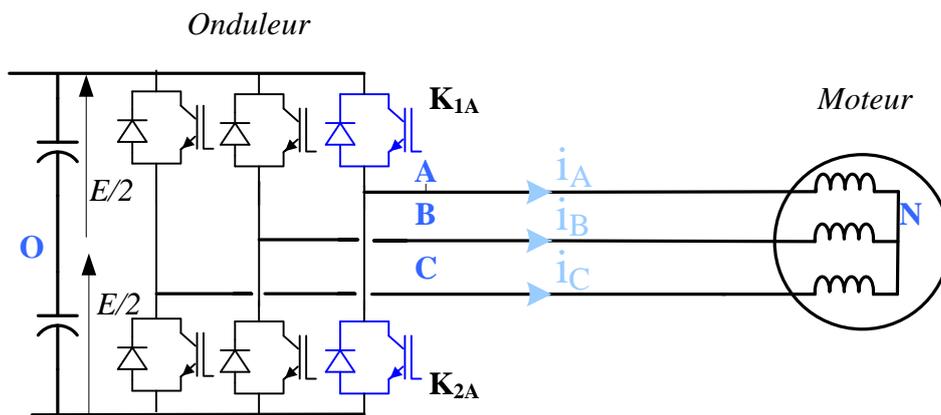


Figure 1.30 : Onduleur deux niveaux

De plus en fonction du signe du courant de la charge, le transistor ou la diode en antiparallèle se met à conduire (Tableau 1.1).

Tableau 1.1 : Conduction des interrupteurs de puissance d'un bras d'onduleur

	$i_A$ positif	$i_A$ négatif	$V_{AO}$
<b><math>K_{1A}</math> commandé</b>	Transistor de $K_{1A}$ conduit	Diode de $K_{1A}$ conduit	+ E/2
<b><math>K_{2A}</math> commandé</b>	Diode de $K_{2A}$ conduit	Transistor de $K_{2A}$ conduit	- E/2

Le fonctionnement des interrupteurs est assuré par des ordres logiques issus de la modulation de largeur d'impulsion (MLI). On distingue deux types de modulation :

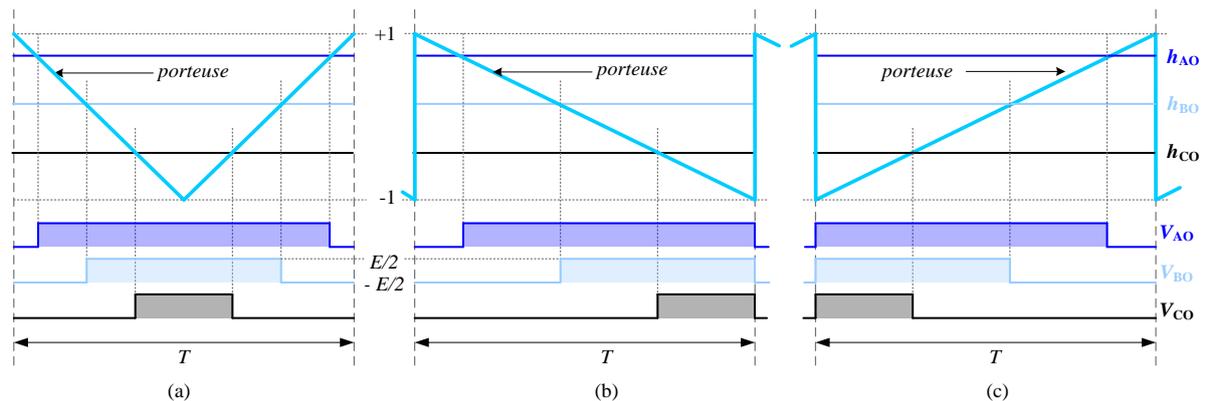
**La modulation vectorielle:** basée sur le diagramme vectoriel qui définit l'ensemble des états possibles des trois couples d'interrupteurs présents pour un convertisseur à deux niveaux de tensions. Cette modulation offre un contrôle de la gestion du temps à l'état passant (transistors en conduction) des interrupteurs de puissance et permet notamment la minimisation de l'ondulation du courant [Long2014 ; Krishna2012] aussi appelée *Space Vector Pulse Width Modulation* (SVPWM). En revanche, sa mise en œuvre expérimentale est complexe et

nécessite un microcontrôleur puissant pour réaliser tous les calculs nécessaires à chaque période de découpage.

**La modulation intersective:** cette méthode est basée sur l'utilisation de modulantes, image des tensions  $V_{kO}$ , comparée à une porteuse qui peut être soit un signal triangulaire, soit une dent de scie (Figure 1.31). Typiquement la porteuse est comprise entre -1 et 1, d'où la nécessité d'introduire des grandeurs réduites  $h_{kO}$ ,  $h_{kN}$ , et  $h_{NO}$  des tensions  $V_{kO}$ ,  $V_{kN}$ , et  $V_{MC}$  dont les variations sont également comprises entre -1 et 1.

$$\forall k \in \{A, B, C\} \quad \begin{aligned} h_{kO} &= \bar{V}_{kO} \times \frac{2}{E} \\ h_{kN} &= \bar{V}_{kN} \times \frac{2}{E} \\ h_{NO} &= \bar{V}_{MC} \times \frac{2}{E} \end{aligned} \quad (\text{Eq 1.11})$$

La grandeur réduite  $h_{NO}$  sera nommée par la suite composante homopolaire car elle est appliquée de façon identique sur les trois phases de l'onduleur et n'aura pas d'impact sur les tensions appliquées au moteur. A ce titre, cette grandeur est un degré de liberté dont les limites sont imposées par les  $h_{kO}$  qui varient entre -1 et 1 pour permettre la comparaison à la porteuse.



**Figure 1.31 :** Modulation intersective avec utilisation d'une porteuse triangulaire (a) dent de scie descendante (b) et dent de scie ascendante (c)

Quel que soit le type de porteuses utilisé, la largeur des impulsions  $\alpha T$  créée est égale et proportionnelle à  $h_{kO}$ . Ce déplacement des impulsions sur la période de découpage n'est pas une contrainte vis-à-vis de la reproduction des tensions réduites  $h_{kO}$ . Il s'agit donc là d'un second degré de liberté.

Ce degré de liberté est borné dans son utilisation par  $h_{kO}$  car il ne peut qu'être compris entre -1 et 1. Autrement dit, la largeur d'impulsion  $\alpha T$  est confinée entre 0 et 1 (lorsque  $\alpha = 1$ , l'impulsion est aussi large que la période de découpage) et donc :

$$\begin{aligned} -1 &\leq h_{kN} + h_{NO} \leq 1, & \forall k \in \{A, B, C\} \\ \Rightarrow -1 - \min(h_{kN}) &\leq h_{NO} \leq 1 - \max(h_{kN}) \end{aligned} \quad (\text{Eq 1.12})$$

Or,

$$\begin{aligned}
 h_{AN} &= r \sin(\omega t) \\
 h_{BN} &= r \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 h_{CN} &= r \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \quad r = V_M \times \frac{2}{E} \quad (\text{Eq 1.13})$$

$r$  correspond à l'amplitude réduite des tensions phases – neutre de référence appliquée au moteur. Cette grandeur sera appelée par la suite profondeur de modulation. Ainsi, une action sur la largeur des impulsions est donc possible par le biais de la composante homopolaire pour l'application de type *Flat top* par exemple.

### 3.2.2. Principe de commande du redresseur MLI

La commande des redresseurs MLI est similaire à celle de l'onduleur puisque leurs topologies sont identiques. Nous pouvons donc définir, pour ce convertisseur, une autre composante homopolaire définie entre le neutre du réseau  $N_R$  et le point milieu du bus continu,  $h_{NRO}$ . Cette composante est un degré de liberté offert par redresseur MLI, et est indépendante de la composante homopolaire de l'onduleur.

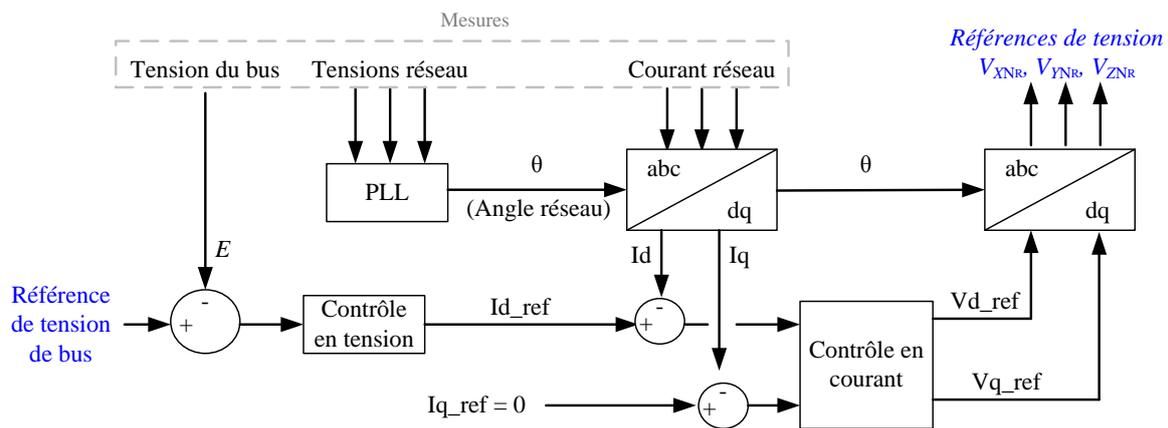


Figure 1.32 : Contrôle d'AFE par imbrication de régulation de tension et de courant

Contrairement à l'onduleur pour lequel les tensions de référence peuvent être obtenues en boucle ouverte, l'AFE nécessite un contrôle de la tension du bus continu pour fonctionner. Ce contrôle peut se limiter à deux boucles de régulations imbriquées les unes dans les autres (Figure 1.32). La régulation des grandeurs électriques (tension du bus et le courant de ligne) est assurée par l'utilisation de deux correcteurs de type proportionnel intégral. Afin d'assurer le contrôle dans le domaine de Park (transformées  $abc \rightarrow dq$ ) et le fonctionnement de l'AFE à facteur de puissance unitaire (courants et tensions phases neutre de réseau en phase), une PLL basée sur la mesure des trois tensions du réseau électrique est utilisée [Mussa2004].

### 3.3. Etude des degrés de liberté de l'ensemble AFE – onduleur

Une fois les tensions de références calculées,  $h_{kN}$ , des opérations sur les tensions entre les phases et le point milieu du bus continu  $h_{kO}$  restent possibles. Ces possibilités sont données par les degrés de liberté qui sont: la composante homopolaire et le déplacement d'impulsions.

Dans ce paragraphe, les notations choisies sont celles de l'onduleur, mais elles sont transposables directement à l'AFE.

### 3.3.1. La composante homopolaire

La composante homopolaire,  $h_{NO}$ , est un degré de liberté qui permet de modifier la largeur des impulsions [Holmes1996] (Figure 1.33). De plus, comme la charge se voit appliquer les tensions composées  $U_{AB}$ ,  $U_{BC}$  et  $U_{CA}$  fonctions de  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$  et  $V_{CN}$  ; il en résulte que la tension de mode homopolaire  $V_{NO}$  appliquée aux tensions dans le repère de l'onduleur (bus et phases) n'a pas d'impact dans le repère de la machine (phases – neutre de la machine).

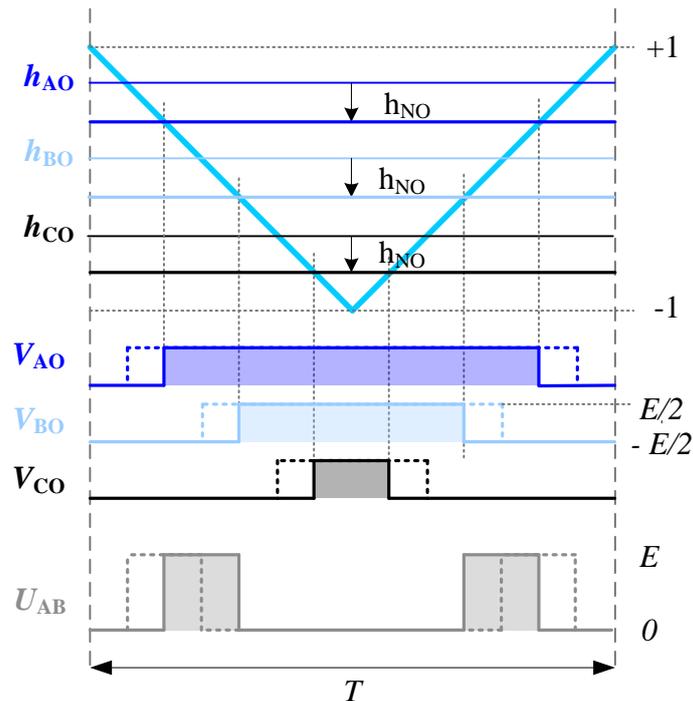


Figure 1.33 : Application de la composante homopolaire

On satisfait bien au même objectif pour la tension entre phases et garantit ainsi l'alimentation du moteur avec des tensions moyennes identiques. De plus, on maintient une symétrie des impulsions  $V_{AO}$ ,  $V_{BO}$ ,  $V_{CO}$  qui restent centrées sur la période de découpage. Cet effet de symétrie permet de réduire l'ondulation du courant sur les différentes phases, comme pour la SVPWM. Cependant l'utilisation de la composante homopolaire entraîne une augmentation de l'ondulation de courant par rapport aux cas où elle n'est pas utilisée.

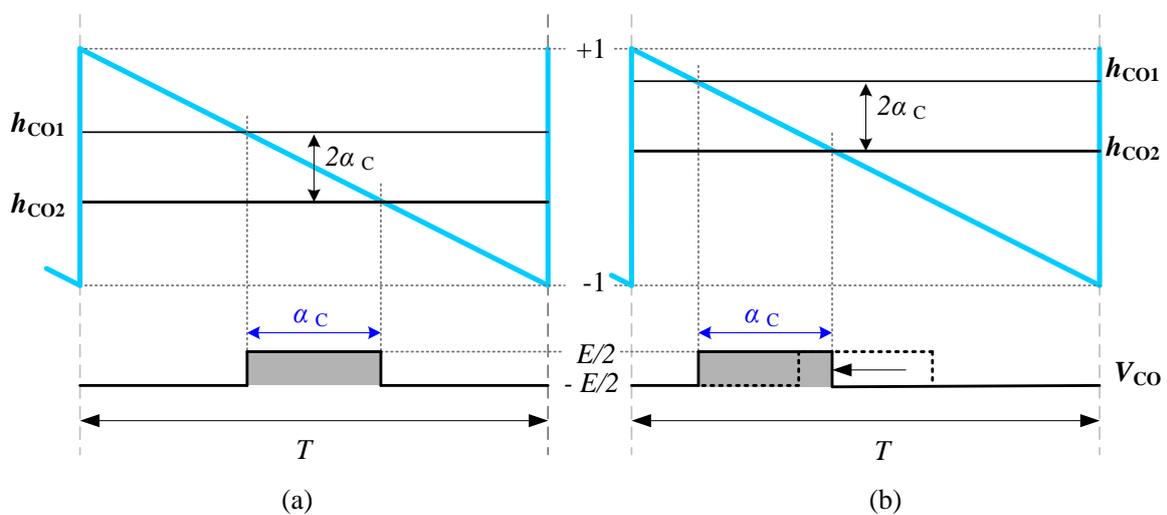
### 3.3.2. Le déplacement d'impulsions

Le déplacement d'impulsions consiste, comme son nom l'indique, à placer l'impulsion sur la période de découpage sans en modifier sa valeur moyenne (on ne modifie pas la largeur de l'impulsion). Le déplacement d'impulsions peut se faire par l'utilisation de différentes porteuses qui permettent trois positions des impulsions (centrée, en début et en fin de période de découpage) (Figure 1.31). Mais, il est possible d'être encore plus fin sur le déplacement des impulsions et de positionner ces dernières n'importe où sur la période de découpage.

Le déplacement d'impulsions avec la modulation intersective (Figure 1.34.b) est réalisable par l'utilisation de deux modulantes  $h_{kO1}$  et  $h_{kO2}$ , pour lesquelles il suffit de respecter l'équation 1.12. Par ailleurs, l'utilisation de deux modulantes pour la création des impulsions issues de la MLI est facilement réalisable par des microcontrôleurs de type DSP (*Digital Signal Processor*).

$$\forall k \in \{A, B, C\}, \quad h_{kO2} = h_{kO1} - 2\alpha_k \quad (\text{Eq 1.14})$$

Les stratégies de modulation dont l'objectif est la synchronisation de fronts de tension utilisent le déplacement d'impulsions. En contrepartie, ce dernier est source de dissymétries des courants qui ont, à la fois, un impact sur l'ondulation du courant de chacune des phases en sortie du convertisseur, mais aussi des distorsions sur le fondamental.



**Figure 1.34 :** Impulsion centrée (a) et déplacée sur la gauche (b) par utilisation d'une modulation intersective

Ces distorsions auront, dans le cas de d'AFE, un impact négatif sur le THDi. Toutefois, il est possible de limiter ces distorsions en appliquant une compensation prédictive [Videt2010a].

#### 4. Conclusion du chapitre

L'utilisation de convertisseurs de puissance, dans le cadre de la variation de vitesse, est largement utilisée pour son très bon rendement. En contrepartie, elle est source de perturbations électromagnétiques à l'origine d'une usure prématurée des moteurs et de la pollution des réseaux électriques. Cette dernière est limitée par des normes qui imposent, aux fabricants de variateurs de vitesse, des niveaux des émissions à ne pas dépasser, et ce pour toute une gamme de fréquences allant de 150kHz à 30MHz pour les perturbations conduites. Dans le cadre de cette thèse, nous nous intéresserons plus spécifiquement aux perturbations conduites de mode commun dont la maîtrise est très difficile. Ce travail concerne un variateur de vitesse composé d'un onduleur et d'un redresseur MLI. Ce dernier permet l'absorption de courants sinusoïdaux, la bidirectionnalité du transfert de puissance et une maîtrise de la valeur de la tension du bus continu.

La mise en conformité des variateurs de vitesse, au regard des normes CEM, se fait généralement à l'aide de filtres passifs dont l'objectif est la réduction des niveaux des émissions conduites. Mais, le durcissement et la multiplication des normes à respecter nécessitent des filtres dont le volume et le prix ne cessent d'augmenter, si bien, que d'autres solutions de réduction des PEM sont envisagées. Par exemple, l'utilisation de structures de conversion multi-niveaux (*NPC*, *flying capacitor*,...) permet une réduction des PEM au prix d'une augmentation du nombre de composants de puissance (diode et transistors) qui complexifient la commande et diminuent la fiabilité des variateurs de vitesse. D'autre part, l'action sur la commande de grille des transistors permet de s'attaquer à la source des PEM en diminuant les vitesses des commutations ( $di/dt$  et  $dV/dt$ ). En contrepartie, cette solution n'a d'effet qu'au-delà de quelques mégahertz, or le dimensionnement du filtre de mode commun est effectué, en partie, à 150kHz. Une autre solution de réduction des PEM utilise des stratégies spécifiques de commande MLI dans le but de réduire le nombre de variations de la tension de mode commun. Ces stratégies ont été largement étudiées dans le cas d'un onduleur et se révèlent intéressantes lorsqu'elles sont associées à des structures multi-niveaux. En revanche, la réduction des PEM au travers d'une association onduleur – redresseur MLI, est à ce jour peu étudiée.

Dans la suite de ce mémoire, nous nous intéresserons au développement, à la mise en œuvre, et à l'évaluation des performances d'une stratégie de modulation dont le but est une annulation "théorique" des variations de la tension de mode commun générée par une association redresseur MLI-onduleur.

## **Chapitre 2 :**

Stratégie de modulation développée

1.	Présentation de la stratégie de modulation .....	48
1.1.	Principe de réduction des variations de la tension de mode commun générée par un variateur de vitesses avec redresseur AFE.....	49
1.2.	Etude de la stratégie de modulation développée .....	50
2.	Degrés de liberté liés à la synchronisation totale .....	52
2.1.	Influence de la largeur des impulsions sur la tension du bus continu .....	52
2.1.1.	Utilisation de la composante homopolaire .....	54
2.1.2.	Application de l'injection d'harmonique 3 à la synchronisation totale.....	56
2.1.3.	Conséquences sur le ratio des tensions entrée-sortie.....	58
2.1.4.	Conséquences sur la tension du bus continu $E$ .....	60
2.2.	Différentes solutions de synchronisation totale.....	62
2.2.1.	Cas d'association de fronts de tension impropres à la synchronisation totale.....	63
2.2.2.	Etude des solutions pour une synchronisation totale.....	64
2.2.3.	Placement des impulsions sur une période de découpage .....	66
3.	Mise en œuvre d'un algorithme décisionnel.....	67
3.1.	Critère de choix .....	67
3.2.	Respect du critère en fonction du point de fonctionnement et des différentes solutions de synchronisation.....	68
3.2.1.	Définition des points de fonctionnement du variateur de vitesse.....	68
3.2.2.	Contrainte de confinement dans une période de commutation.....	69
3.2.3.	Contrainte d'imbrication des impulsions.....	77
3.3.	Conclusion de l'étude théorique.....	80
4.	Validation de l'algorithme décisionnel .....	81
4.1.	Validation du principe de la synchronisation totale .....	81
4.2.	Justification du choix de confinement des impulsions dans la période de découpage .....	84
5.	Conclusion du chapitre .....	87

Les solutions de réductions des perturbations conduites et notamment celles du mode commun sont souvent onéreuses (en terme de volumes et de poids) et/ou source de pertes par commutations complémentaires. Cependant, il existe une technique intéressante de réduction des PEM de mode commun qui consiste à agir sur la stratégie de modulation (*Pulse Width Modulation* ou *PWM*) du convertisseur pour réduire les variations de la tension de mode commun.

Dans ce chapitre seront présentées la stratégie de modulation retenue pour la réduction des PEM émises par un ensemble redresseur MLI (AFE) + onduleur, ainsi que les conditions nécessaires pour la mise en œuvre de cette stratégie. De plus, les conditions d'application ont été confrontées aux problématiques industrielles de design pour les variations de vitesse. Pour cela, un algorithme décisionnel pour l'application de cette stratégie de modulation a été développé. Il permet notamment une minimisation des dégradations apportées sur des aspects autres que les perturbations de mode commun.

## 1. Présentation de la stratégie de modulation

La structure retenue est celle d'un variateur de vitesse composé d'un onduleur à deux niveaux de tension et d'un étage de redressement MLI (qui sera noté par la suite AFE : Active Front End), lui aussi à deux niveaux de tension (Figure 2.1).

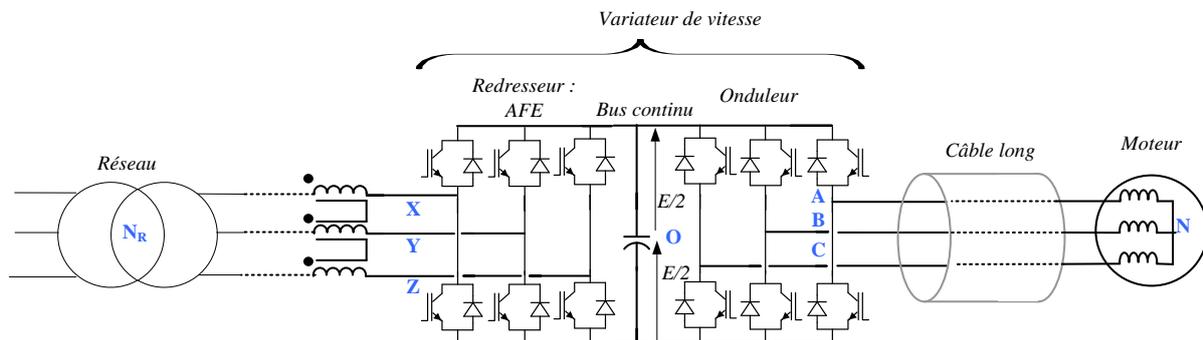


Figure 2.1 : Structure d'un variateur de vitesse étudiée

L'onduleur et le redresseur génèrent chacun une tension de mode commun. Ainsi, les sources de perturbation de mode commun du variateur peuvent être représentées sous la forme de deux générateurs de tension. Sous l'hypothèse que les capacités parasites  $C_{\text{bus\_terre}}$  entre le radiateur du variateur connecté à la terre et le bus continu sont négligeables devant les autres (cf. chapitre 1 paragraphe 1.2.2), il est possible de simplifier la source des perturbations de mode commun de l'ensemble AFE - onduleur à un seul générateur de tension,  $V_{MC}$  (Figure 2.2).

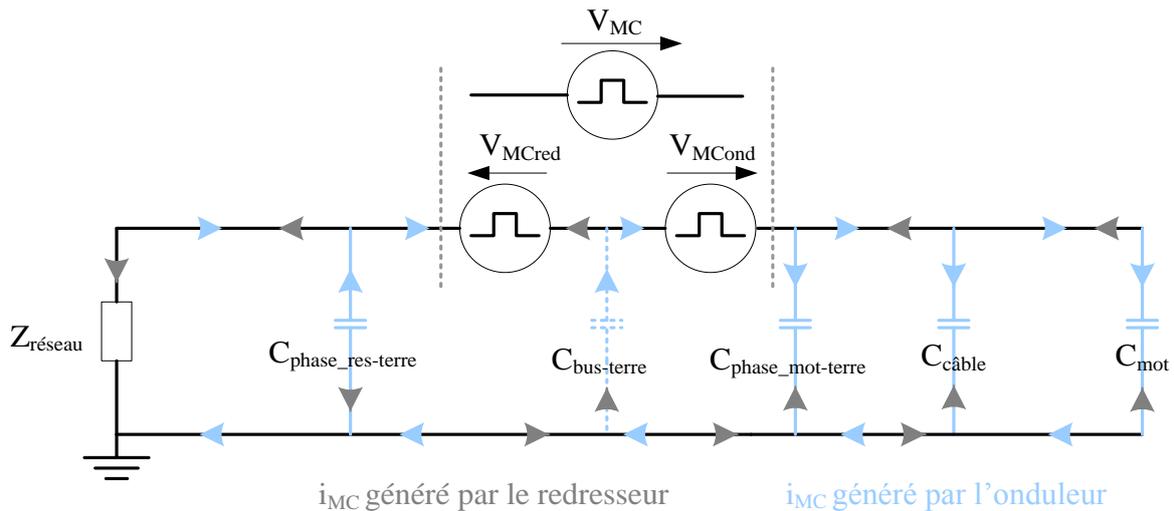


Figure 2.2 : Modèle électrique équivalent simplifié de mode commun du variateur de vitesse étudié

Il est ainsi possible de définir une tension de mode commun globale comme la différence des tensions de mode commun fournies par l'onduleur et l'AFE, respectivement  $V_{MC\_ond}$  et  $V_{MC\_red}$ .

$$V_{MC} = V_{MC_{ond}} - V_{MC_{red}}$$

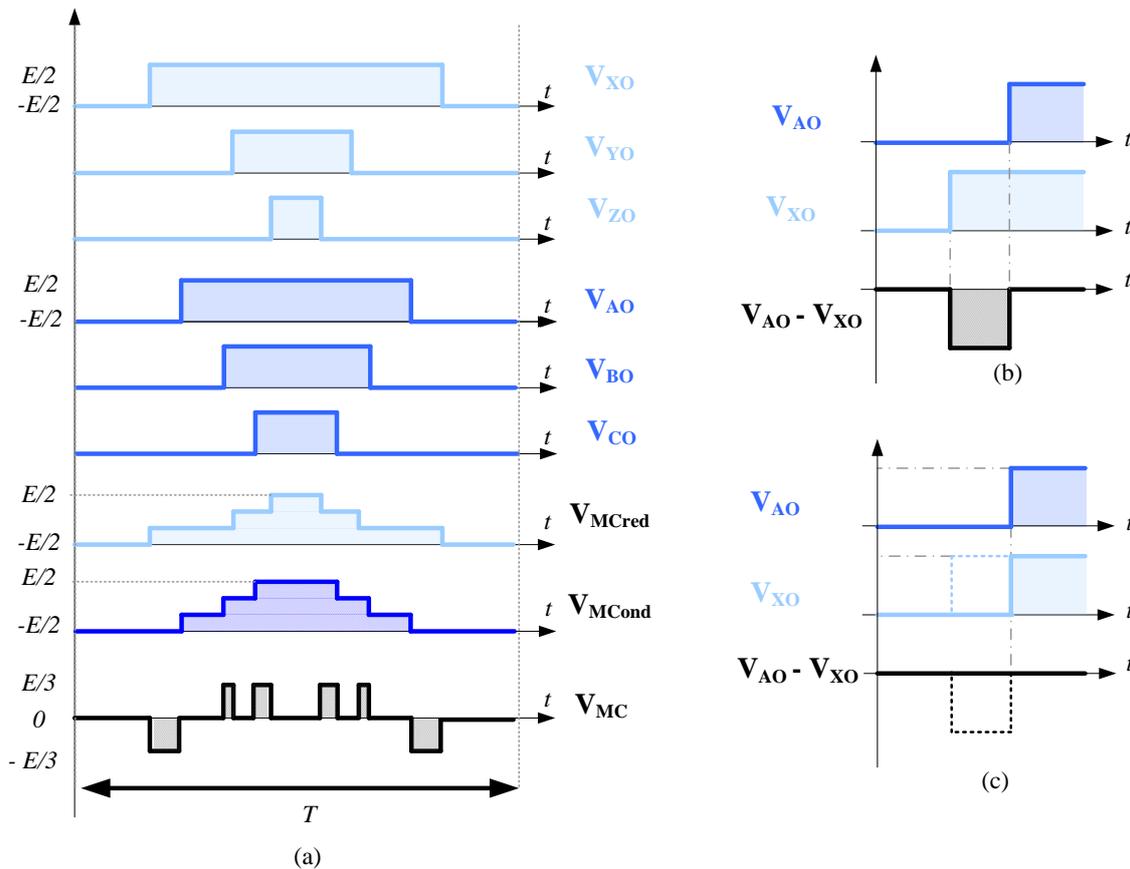
$$V_{MC} = \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}}{3} - \frac{V_{XO} + V_{YO} + V_{ZO}}{3} \quad (\text{Eq 2.1})$$

### 1.1. Principe de réduction des variations de la tension de mode commun générée par un variateur de vitesse avec redresseur AFE

L'onduleur et l'AFE génèrent chacun une tension de mode commun qui varie six fois par période de découpage. Dans le cas où ces fréquences de découpage sont égales et synchrones, on peut définir une période de découpage unique  $T$ , dans laquelle la tension de mode commun globale du variateur de vitesse (Eq 2.1) est composée de douze variations (Figure 2.3.a). Pour réduire les variations de cette tension (Figure 2.3.b), une des solutions décrite au chapitre 1 consiste à synchroniser les fronts de tensions des deux convertisseurs (Figure 2.3.c). Pour ce faire, il est nécessaire de modifier les instants de commutation des différentes phases de l'onduleur et de l'AFE. Cette possibilité est donnée par les degrés de liberté offerts par la *Modulation de Largeur d'Impulsions* (MLI).

Ces degrés de libertés sont: la composante homopolaire et le déplacement des impulsions. La composante homopolaire permet un élargissement/rétrécissement de toutes les impulsions d'un même convertisseur (onduleur ou AFE) dans des proportions égales. Le déplacement des impulsions permet quant à lui un placement libre<sup>13</sup> des impulsions issues de la MLI sur la période de découpage  $T$ . Ce dernier nous donne donc, a priori, une marge de manœuvre plus grande pour la synchronisation de fronts de tension, que la composante homopolaire.

<sup>13</sup> Sauf contraintes explicitées chapitre 1 paragraphe 3.2.2



**Figure 2.3 :** Tension mode commun simplifié d'un variateur de vitesse composé d'un AFE (a) – tension résultante de la différence de  $V_{AO}$  et  $V_{XO}$  (b) – principe d'annulation des variations (c)

## 1.2. Etude de la stratégie de modulation développée

La stratégie de modulation développée repose sur le déplacement d'impulsions pour égaliser les tensions de mode commun induites par l'onduleur  $V_{MCcond}$  et le redresseur  $V_{MCred}$ . La résultante d'une telle opération est l'annulation "théorique" des variations de la tension de mode commun à chaque période de découpage (Figure 2.4). Cette stratégie de modulation sera nommée par la suite synchronisation totale (ST).

Une première condition pour que cette annulation soit effective à chaque période de découpage est que, cette période soit identique pour l'onduleur et l'AFE. En pratique, cette égalité est possible par l'utilisation de porteuses en phase par exemple. Cette contrainte d'application de la synchronisation totale n'est pas sans conséquences pour le variateur de vitesses. Généralement, les fréquences découpages des deux convertisseurs ne sont pas liées car les contraintes générées sur l'environnement du variateur sont différentes. Pour l'onduleur, la fréquence de découpage peut être réglable afin de:

- Limiter le bruit acoustique du moteur par une variation de la fréquence de découpage de quelques centaines d'Hertz. Cette variation reste faible devant la fréquence de découpage qui peut être de plusieurs kilohertz. On parle d'étalement spectral [ElKhamlichi2003].

- Eviter les résonances mécaniques liées aux vibrations du moteur qui peuvent être excitées par les fréquences de découpage des tensions.
- Réduire les pertes générées par les modules de puissance.

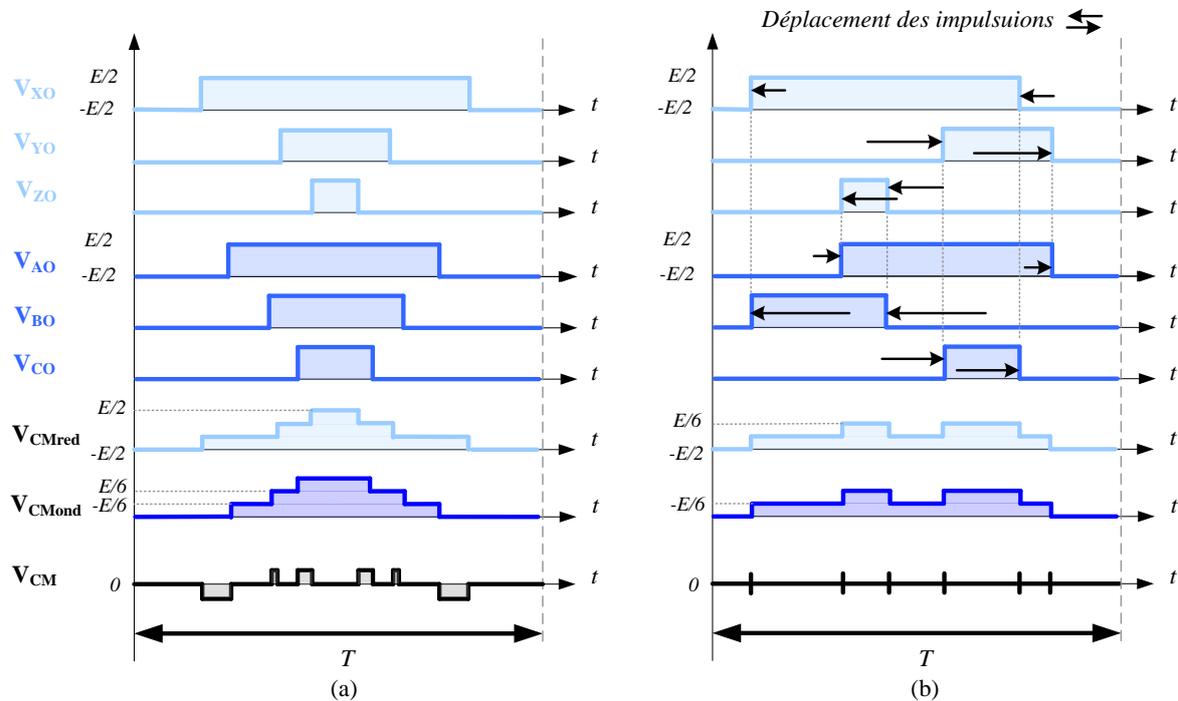


Figure 2.4 : Tension mode commun obtenue avec la SPWM (a) et la synchronisation totale (b)

D'autre part, pour l'AFE, on cherchera à fixer la fréquence de découpage afin de :

- Maîtriser les pertes par commutation car celles-ci sont fonction de la fréquence de découpage. Or pour des topologies à deux niveaux de tensions à base d'IGBT, les pertes par commutations évoluent rapidement avec la fréquence du fait des hauts niveaux de tension et de courant commuté. Il est donc préférable pour l'AFE, mais aussi pour l'onduleur de fonctionner à une fréquence de découpage faible (quelques kilohertz).
- Le dimensionnement du filtre placé entre l'AFE et le réseau dépend également de la fréquence de découpage. Ce filtre est généralement composée d'une association inductance – condensateur – inductance, on parle également de filtre LCL. Parmi ces éléments, l'inductance placée au plus près de l'AFE est dimensionnée en partie à partir de la valeur de la fréquence de découpage de l'AFE. Plus cette dernière est élevée, plus cette inductance verra ses dimensions réduites. Toutefois, la densité volumique de pertes sera plus élevée et aura pour conséquences une élévation de la température de l'inductance. Il y a donc un compromis entre réduction des dimensions et augmentation des pertes thermiques.

Certaines de ces contraintes industrielles peuvent cependant être prises en compte lors de l'utilisation de la synchronisation totale. L'étalement spectral peut aussi être appliqué à l'AFE dans la mesure où les variations de fréquences de découpage restent faibles. Les résonances mécaniques peuvent être évitées par des variations de quelques centaines de Hertz de la fréquence de découpage pour réduire les contraintes sur l'AFE. Pour les résonances de mode commun, puisque l'objectif de la ST est la réduction des PEM de mode commun, cette contrainte est ainsi rendue caduque. Le filtre d'entrée peut quant à lui être dimensionné thermiquement pour permettre son utilisation dans une plage de fréquence plus large. Une solution pour la réduction des pertes par commutations consisterait à utiliser des structures multiniveaux pour lesquelles les tensions ou courants commutés sont plus faibles.

Ainsi l'égalité des fréquences de découpage (onduleur - redresseur), bien qu'elle semble pénalisante, reste compatible avec la plupart des contraintes industrielles pour la variation de vitesse. En revanche, tous les mécanismes liés à l'application de la ST ne sont pour l'instant pas explicités. Dans les sections suivantes, les degrés de libertés ainsi que les conditions nécessaires à l'application de la ST seront détaillés.

## 2. Degrés de liberté liés à la synchronisation totale

La méthode de synchronisation totale met en relation l'onduleur et l'AFE jusqu'alors indépendants. Cette relation se traduit par des tensions de mode commun identiques à chaque période de découpage et aura une incidence sur les degrés de liberté offerts non plus par la MLI mais par cette structure composée d'un onduleur et d'un AFE commandée par la méthode de synchronisation totale.

### 2.1. Influence de la largeur des impulsions sur la tension du bus continu

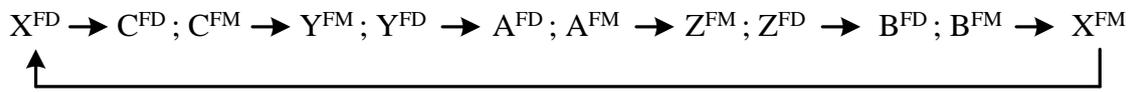
Outre la synchronisation des fréquences de découpage, la ST n'est possible que sous certaines conditions sur les largeurs des impulsions onduleur et AFE. Les largeurs des impulsions sont issues des références de tension d'une part entre les phases de l'AFE et le neutre du réseau  $N_r$  et d'autre part entre les phases de l'onduleur et le neutre du moteur N. Ainsi, les rapports cycliques des impulsions  $\alpha_k$  et  $\alpha_{k_1}$ , sont fonction des tensions de références réduites  $h_{kN}$  et  $h_{k_1N_r}$  avec  $k \in \{A, B, C\}$ ,  $k_1 \in \{X, Y, Z\}$  et des composantes homopolaires<sup>14</sup>  $h_{NO}$  et  $h_{N_rO}$ . Les relations liant les tensions réduites et les composantes homopolaires sont données par l'équation 2.2.

$$\begin{aligned} \alpha_k &= \frac{(h_{kN} + h_{NO}) + 1}{2} & \forall k \in \{A, B, C\} \\ \alpha_{k_1} &= \frac{(h_{k_1N_r} + h_{N_rO}) + 1}{2} & \forall k_1 \in \{X, Y, Z\} \end{aligned} \quad (\text{Eq 2.2})$$

Pour obtenir une synchronisation totale de tous les fronts de tension de l'AFE et de l'onduleur, le motif de synchronisation doit décrire un cycle. Ce cycle décrit dans l'exemple de la Figure 2.6 se traduit par un ensemble de synchronisations des fronts de tension de l'onduleur de l'AFE dont le point de départ et le point d'arrivée sont associés à la même

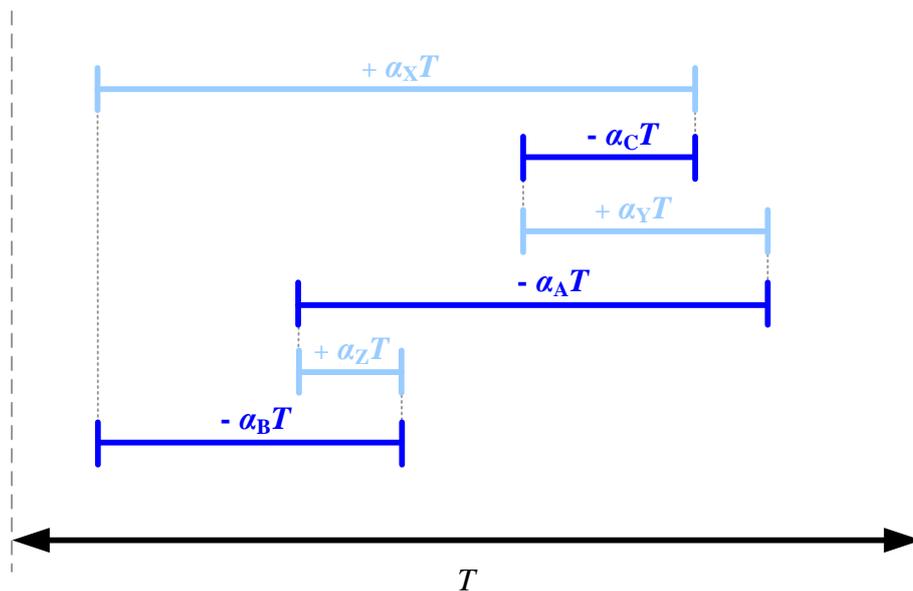
<sup>14</sup> Ces grandeurs ont été exprimées au chapitre 1 paragraphe 3.2

impulsion (Figure 2.5). Ici, il s'agit de l'impulsion liée au bras X de l'AFE dont le front descendant (FD) est synchronisé avec celui du bras C de l'onduleur, et le front montant (FM) est synchronisé avec celui du bras B de l'onduleur.



**Figure 2.5 :** Synchronisation des fronts montants (FM) et descendant (FD) permettant une synchronisation totale

Ce cycle peut aussi se traduire par une égalité de la somme des largeurs d'impulsions de l'onduleur ( $\alpha_A, \alpha_B, \alpha_C$ ) et de la somme des largeurs des impulsions de l'AFE ( $\alpha_X, \alpha_Y, \alpha_Z$ ) comme représenté sur la Figure 2.6.



**Figure 2.6 :** Représentation d'un motif de synchronisation sous forme d'une somme algébrique des largeurs d'impulsions

La relation d'égalité des sommes de largeurs d'impulsions est donnée par l'équation 2.3

$$\sum \alpha_{ABC} T = \sum \alpha_{XYZ} T \quad (\text{Eq 2.3})$$

Par application des équations 2.2 et 2.3, une relation entre tensions réduites et composantes homopolaires de l'onduleur et de l'AFE apparait :

$$h_{AN} + h_{BN} + h_{CN} + 3h_{NO} = h_{XNf} + h_{YNf} + h_{ZNf} + 3h_{NO} \quad (\text{Eq 2.4})$$

Or les tensions réduites phases – neutre moteur ou réseau sont sinusoïdales alternatives. Ainsi leurs sommes respectives sont égales à zéro. Cette propriété sur les  $h_{kN}$  et  $h_{kNf}$  permet de déduire une relation entre les composantes homopolaires des deux convertisseurs selon la relation (Eq 2.5).

$$h_{\text{NO}} = h_{\text{NrO}} \quad (\text{Eq 2.5})$$

Finalement, la condition d'égalité des largeurs d'impulsions se traduit comme une égalité des composantes homopolaires utilisables par l'onduleur et l'AFE. Ainsi, les composantes homopolaires appliquées à l'onduleur et à l'AFE devront être identiques que ce soit en amplitude ou en fréquence. On parlera à l'avenir d'une seule composante homolaire  $h_{\text{NO}}$  pour l'ensemble onduleur + AFE dont les limites d'utilisation restent à définir.

On peut noter que cette égalité des composantes homopolaires aurait pu se déduire de l'équation 2.1 de la tension de mode commun entre l'onduleur et l'AFE. D'après cette équation, l'application de la stratégie de la synchronisation totale permettrait une annulation de la différence des tensions moyennes de mode commun de l'onduleur et de l'AFE selon la relation (Eq 2.6).

$$\langle V_{\text{MCond}} \rangle - \langle V_{\text{MCred}} \rangle = 0 \quad (\text{Eq 2.6})$$

Or ces tensions sont fonction des composantes homopolaires des deux convertisseurs (cf chapitre 1 paragraphe 3.2.1) et donc leur égalité est nécessaire pour l'utilisation de la méthode de synchronisation totale.

### 2.1.1. Utilisation de la composante homolaire

Au cours du chapitre 1, nous avons montré que la composante homolaire pouvait être utilisée pour la réduction des pertes par commutation (*Flat top*). Cette composante est aussi appliquée afin d'utiliser pleinement la tension du bus continu dans le cas d'un onduleur par une augmentation de l'amplitude des tensions de référence réduites  $h_{\text{AN}}$ ,  $h_{\text{BN}}$ ,  $h_{\text{CN}}$ , aussi connue sous le nom de profondeur de modulation<sup>15</sup> ( $r_{\text{ond}}$ ), au-delà des limites normalisées [-1, 1]. En revanche, dans le cas d'une modulation intersective, les tensions réduites délivrées par le convertisseur  $h_{\text{AO}}$ ,  $h_{\text{BO}}$ ,  $h_{\text{CO}}$  doivent être comprises entre -1 et 1 pour être comparées à la porteuse. Ainsi, toute augmentation des niveaux de tension fournis par le convertisseur au-delà des limites normalisées imposées par la MLI se traduit par l'utilisation de la composante homolaire. C'est le cas, par exemple, des stratégies de modulation avec injection de troisième harmonique [Holmes2000].

### Utilisation de la composante homolaire en variation de vitesse

Dans le cas de l'AFE, l'extension de linéarité est utilisée pour ajuster la tension du bus continu  $E$ . Cette dernière est fonction de l'amplitude des tensions efficaces du réseau électrique  $U$  et de la profondeur de modulation  $r_{\text{red}}$ . Cette relation est donnée par l'équation 2.7.

$$E = \frac{2\sqrt{2} \times U}{r_{\text{red}} \sqrt{3}} \quad (\text{Eq 2.7})$$

$$h_{kN} = r_{\text{red}} \sin(2\pi f_{\text{red}} t + \phi), \quad \forall k \in \{X, Y, Z\}$$

<sup>15</sup> La notion de profondeur de modulation a été définie au chapitre 1 paragraphe 3.2.1

L'extension de linéarité permet donc, dans le cas de l'AFE, de réduire la tension du bus continu ce qui est bénéfique quant au choix de condensateurs avec des tenue en tension plus faibles, et potentiellement de dimensions réduites.

Pour l'onduleur, l'extension de linéarité permet, pour une même tension de bus continu  $E$ , de fournir de tensions simples au moteur  $V_{kN}$  d'amplitude plus élevée (Eq 2.8) que dans le cas où l'extension de linéarité ne serait pas appliquée.

$$V_{kN} = \frac{E}{2} r_{\text{ond}} \sin(2\pi f_{\text{ond}} t + \phi), \quad \forall k \in \{A, B, C\} \quad (\text{Eq 2.8})$$

Pour la variation de vitesse, l'utilisation de l'extension de linéarité permet donc d'une part la réduction de la tension du bus continu et d'autre part de délivrer des amplitudes de tension plus élevées à la charge. Or, dans l'industrie, une réduction des tensions du bus continu ont une importance significative car cette grandeur électrique conditionne le choix des condensateurs utilisés (limités par la tension qu'ils tolèrent). Cependant l'égalité des composantes homopolaires avec la synchronisation totale ne permet pas de profiter librement de ces deux effets recherchés à la fois pour l'onduleur et le redresseur.

#### **Limitation théorique en cas d'égalité des composantes homopolaires :**

On suppose que l'extension de linéarité est appliquée au redresseur. Cette extension correspond à une augmentation " $\Delta R$ " de l'amplitude des tensions simples réduites  $h_{kNr}$  du redresseur, aussi appelée profondeur de modulation  $r_{\text{red}}$  (Eq 2.9).

$$r_{\text{red}} = 1 + \Delta R \quad (\text{Eq 2.9})$$

L'amplitude maximale de la composante homolaire est donc égale à  $\Delta R$  (Eq 2.10).

$$|h_{\text{NO}}|_{\text{max}} = \Delta R \quad (\text{Eq 2.10})$$

Or, les tensions réduites appliquées par l'onduleur  $h_{AO}$ ,  $h_{BO}$ ,  $h_{CO}$  doivent être comprises entre -1 et 1 :

$$|h_{kO}|_{\text{ond}} \leq 1 \quad k \in (A, B, C) \quad (\text{Eq 2.11})$$

D'après les équations définies au chapitre 1 paragraphe 3.2.1 entre les tensions réduites de référence  $h_{kN}$  et celles générées par le convertisseur  $h_{kO}$ , on doit avoir :

$$|h_{kN} + h_{\text{NO}}|_{\text{ond}} \leq 1 \quad k \in (A, B, C) \quad \text{et} \quad \forall |h_{\text{NO}}| \leq |\Delta R| \quad (\text{Eq 2.12})$$

Et notamment le cas le plus défavorable pour lequel  $h_{kN}$  est maximale ( $= r_{\text{ond}}$ ) et  $h_{\text{NO}}$  est égale à  $\Delta R$  d'après l'équation 2.10, ce qui impose la contrainte suivante :

$$r_{\text{ond}} \leq 1 - \Delta R \quad (\text{Eq 2.13})$$

En remplaçant  $\Delta R$  par son expression issue de l'équation 2.9, on en déduit une limitation que peuvent prendre les profondeurs de modulation de l'AFE et de l'onduleur.

$$r_{ond} \leq 2 - r_{red} \quad (\text{Eq 2.14})$$

Ce qui ne permet pas, par exemple, d'étendre la profondeur de modulation au-delà de 1 à la fois pour l'onduleur et l'AFE. Plus spécifiquement, toute extension au-delà de 1 sur un convertisseur (par exemple :  $r_{red} = 1 + \Delta R$ ) doit même s'accompagner d'une réduction équivalente de la profondeur de modulation admissible pour l'autre convertisseur ( $r_{ond} \leq 1 - \Delta R$  selon l'équation 2.14).

En théorie, l'extension de linéarité permet d'augmenter la profondeur de modulation jusqu'à une valeur de  $2/\sqrt{3} \approx 1,15$  [Holmes2000]. Ainsi, en supposant que  $r_{red}$  est égal à cette valeur, cependant,  $r_{ond}$  est limitée à :

$$r_{ond} \leq 2 - \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 0,85 \quad (\text{Eq 2.15})$$

Nous verrons dans la section suivante que cette limitation théorique n'est pas atteinte pour toutes les stratégies de modulation qui utilisent l'extension de linéarité.

### 2.1.2. Application de l'injection d'harmonique 3 à la synchronisation totale

L'injection de 3<sup>e</sup> harmonique consiste à appliquer une composante homopolaire sinusoïdale à trois fois la fréquence  $f_{red}$  des  $h_{kN}$ . Supposons comme précédemment que cette composante homopolaire est calculée pour l'AFE. L'équation de la composante homopolaire dans le cadre de l'injection de l'harmonique 3 est donnée ci-après.

$$h_{NO} = \frac{1}{6} r_{red} \sin(3\omega t) \quad \omega = 2\pi f_{red} \quad (\text{Eq 2.16})$$

Ainsi, l'application de l'injection de 3<sup>e</sup> harmonique, initialement calculée pour l'AFE ( $f_{red} = 50\text{Hz}$ ,  $r_{red} = 2/\sqrt{3}$ ) ne pourra pas être appliquée à l'onduleur ( $f_{ond} = 40\text{Hz}$ ,  $r_{ond} = 2/\sqrt{3}$ ) sans induire de dépassements des tensions réduites de l'onduleur (Figure 2.7). Il faudra donc réduire  $r_{ond}$  pour que la comparaison des tensions réduites de l'onduleur soit possible. Il reste cependant à déterminer la valeur de cette réduction. Pour l'utilisation de la 3<sup>e</sup> harmonique, l'amplitude de la composante homopolaire est donnée par l'équation 2.17.

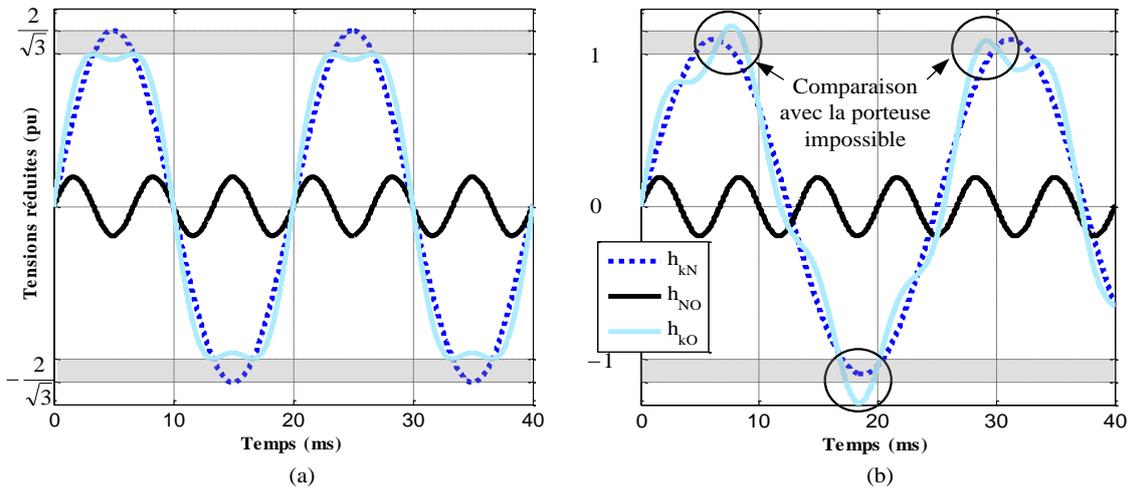
$$\Delta R_{H3} = \frac{r_{red}}{6} \quad (\text{Eq 2.17})$$

D'après l'équation 2.12, la profondeur de modulation maximale des tensions de l'onduleur est donnée par :

$$(r_{ond})_{Lim} = 1 - \frac{r_{red}}{6} \quad (\text{Eq 2.18})$$

Ainsi pour  $r_{\text{red}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,15$ , on obtient comme profondeur de modulation maximale de l'onduleur :

$$(r_{\text{ond}})_{\text{Lim}} = 1 - \frac{1}{3\sqrt{3}} \approx 0,81 \quad (\text{Eq 2.19})$$



**Figure 2.7 :** Extension de linéarité d'un AFE (a) et d'un onduleur par application d'une composante homopolaire calculée pour l'AFE

Le même raisonnement peut être utilisé pour déterminer  $r_{\text{red\_Lim}}$  dont la valeur est fonction de  $r_{\text{ond}}$ .

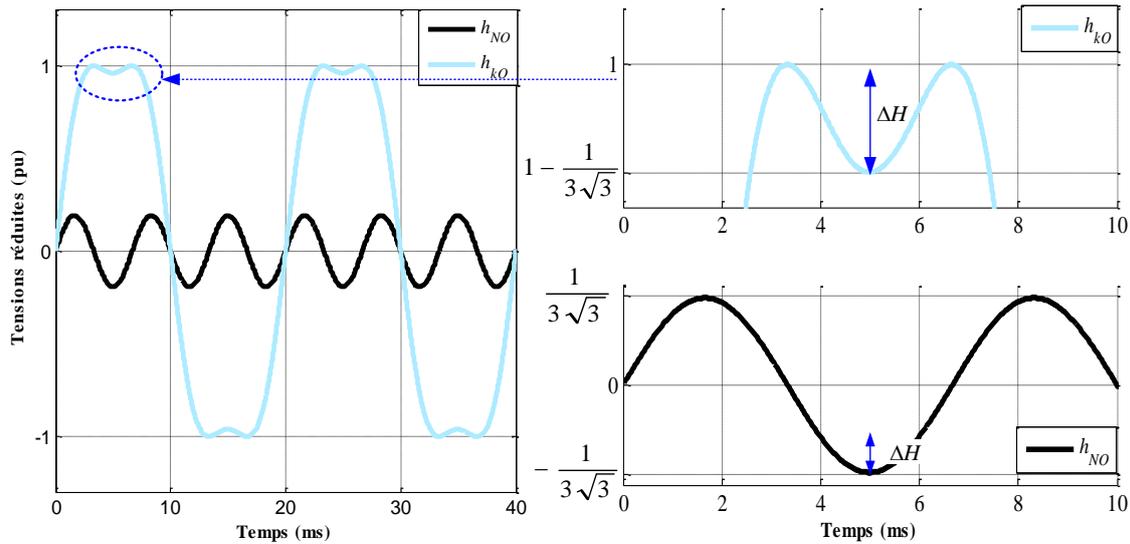
Notons que cette limite de profondeur de modulation est plus faible que celle obtenue de façon théorique (Eq 2.13). Ce résultat s'explique par le fait que l'amplitude de la tension  $h_{kO}$  obtenue avec l'injection de 3<sup>e</sup> harmonique n'est pas maximale lorsque la composante homopolaire l'est (Figure 2.8).

Il est possible de réduire l'amplitude du  $h_{NO}$  d'une valeur  $\Delta H$  que l'on peut exprimer en fonction de  $\Delta H$  et  $\Delta H_{H3}$  calculés respectivement par les équations 2.7 et 2.17.

$$\Delta H = \Delta R - \Delta R_{H3} \quad (\text{Eq 2.20})$$

Ainsi pour  $r_{\text{red}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,15$ , on obtient la valeur maximale de  $\Delta H$ :

$$|\Delta H_{\text{max}}| = \left| \frac{2}{\sqrt{3}} - 1 - \frac{1}{3\sqrt{3}} = \frac{5}{3\sqrt{3}} - 1 \right| \approx 0,037 \quad (\text{Eq 2.21})$$



**Figure 2.8 :** Potentialité de réduction de l’amplitude de la composante homopolaire pour une extension de linéarité à  $2/\sqrt{3}$

Finalement, la nouvelle limite de profondeur de modulation de l’onduleur (on a choisi l’AFE comme étant le convertisseur à profondeur de modulation maximale) est réduite à :

$$(r_{\text{ond}})_{\text{Lim\_NEW}} = 1 - \frac{r_{\text{red}}}{6} + \Delta H_{\text{max}} \quad (\text{Eq 2.22})$$

Cette équation peut se simplifier à l’aide des équations 2.7, 2.17 et 2.20 à :

$$(r_{\text{ond}})_{\text{Lim\_NEW}} = 2 - r_{\text{red}} \quad (\text{Eq 2.23})$$

Par optimisation de la composante homopolaire issue de l’injection de l’harmonique 3, on retrouve bien le résultat théorique obtenu à l’aide de l’équation 2.13. Ainsi, suivant le type de composante utilisée (H3, flat top ...) la limitation sur les profondeurs de modulations peut être encore plus restrictive.

Par la suite, lorsqu’il sera fait état de limite de profondeur de modulation, celle-ci se réfèrera à l’équation 2.14.

### 2.1.3. Conséquences sur le ratio des tensions entrée-sortie

Nous venons de montrer qu’il n’est pas possible d’appliquer l’extension de linéarité aux deux convertisseurs. Il n’est néanmoins pas impossible d’utiliser l’extension de linéarité sur un seul des deux convertisseurs, mais cette action pourrait entraîner une limitation de la profondeur de modulation appliquée à l’autre convertisseur. Pour rendre compte de cet effet, un quantificateur basé sur le ratio des tensions de sortie par rapport à celles d’entrée du variateur de vitesse sera utilisé. Ce ratio représente le rapport des tensions fournies par le réseau électrique en entrée du variateur et les tensions fournies au moteur en sortie du variateur. Par exemple, pour un réseau de tension efficace entre phases de 400V, alimenter un moteur avec des tensions entre phases égales à 400V signifie que le ratio G est égal à 1. En revanche dans

le cas d'un réseau plus faible (380V par exemple) ce ratio augmente à 1.05 et nécessitera d'augmenter la tension du bus continu. Par extension, le ratio des tensions entrée-sortie est donc égal à celui des profondeurs de modulation des deux convertisseurs (Eq 2.24).

$$G = \frac{\max(V_{\text{ond}})}{\max(V_{\text{red}})} = \frac{r_{\text{ond}}}{r_{\text{red}}} \quad (\text{Eq 2.24})$$

Si l'on remplace,  $r_{\text{red}}$  et  $r_{\text{ond}}$  par l'équation 2.13 on en déduit deux équations qui retranscrivent la limitation sur les profondeurs de modulation appliquées à chaque convertisseur en cas d'égalité des composantes homopolaire en fonction du ratio des tensions G.

$$r_{\text{red}} = \frac{2}{G+1} \quad (\text{Eq 2.25})$$

$$r_{\text{ond}} = \frac{2G}{1+G} \quad (\text{Eq 2.26})$$

Il reste cependant à déterminer pour quelles valeurs de G ces équations sont valides. Le domaine de validité des équations 2.25 et 2.26 se déduit des cas pour lesquels, la valeur maximale des profondeurs de modulation ( $2/\sqrt{3}$ ) est applicable à l'onduleur ou à l'AFE.

$$\text{Si } G < \sqrt{3}-1 \quad \Rightarrow \quad r_{\text{red}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \quad \& \quad r_{\text{ond}} = G \times r_{\text{red}} \quad (\text{Eq 2.27})$$

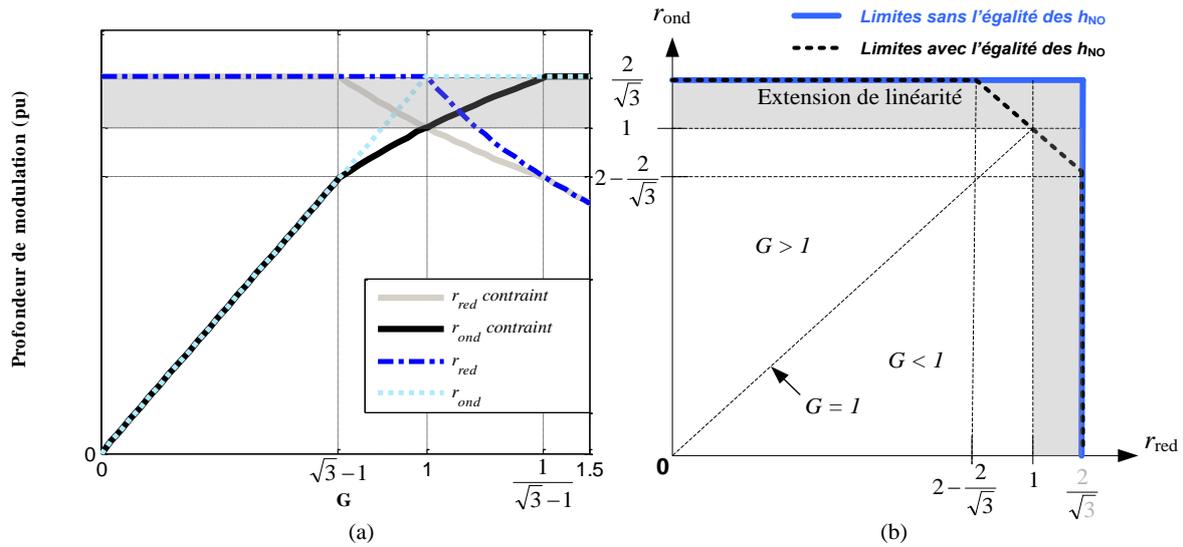
$$\text{Si } G > \frac{1}{\sqrt{3}-1} \quad \Rightarrow \quad r_{\text{ond}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \quad \& \quad r_{\text{red}} = \frac{r_{\text{ond}}}{G} \quad (\text{Eq 2.28})$$

Les équations 2.26 et 2.27 sont aussi valides lorsque les composantes homopolaires de l'onduleur et de l'AFE ne sont pas égales (cas des commandes classiques) puisque aucune contrainte n'est appliquée aux profondeurs de modulations. Ainsi, l'égalité des composantes homopolaires ne limitera pas les profondeurs de modulation pour le ratio G définis aux équations 2.27 et 2.28.

En revanche, lorsque G est compris entre les limites données à l'équation 2.28, les relations définies par l'équation 2.25 sont appliquées à  $r_{\text{red}}$  et  $r_{\text{ond}}$ .

$$\text{Si } \sqrt{3}-1 \leq G \leq \frac{1}{\sqrt{3}-1} \quad \Rightarrow \quad r_{\text{ond}} = \frac{2G}{1+G} \quad \& \quad r_{\text{red}} = \frac{2}{G+1} \quad (\text{Eq 2.29})$$

La représentation des profondeurs de modulation de l'onduleur et de l'AFE est possible en fonction de G pour le cas où les profondeurs de modulation sont indépendantes et pour le cas de la ST (Figure 2.9.a). De plus, une autre représentation, cette fois-ci de la profondeur de modulation de l'onduleur par rapport à celle de l'AFE permet de rendre compte des contraintes appliquées au variateur de vitesse pour l'extension de linéarité (Figure 2.9.b).



**Figure 2.9 :** Limitation des profondeurs de modulation en fonction du rapport des tensions entrée/sortie du variateur de vitesse (a) – Limitation de  $r_{red}$  en fonction de  $r_{ond}$  (b)

Ainsi, lorsque la profondeur de modulation de l'onduleur excède  $2 - \frac{2}{\sqrt{3}}$ , il n'est plus possible de maintenir la pleine extension de linéarité sur le redresseur. Ainsi, la profondeur de modulation de l'AFE diminuera et entraînera une augmentation de la tension du bus continu.

#### 2.1.4. Conséquences sur la tension du bus continu $E$

L'élévation de la tension du bus continu est normalisée par rapport à la valeur crête de la tension entre phases du réseau électrique et exprimée en fonction du ratio  $G$ . A partir de l'équation 2.14, on peut déterminer la tension normalisée en fonction de la profondeur de modulation de l'AFE.

$$E_{norm} = \frac{2}{r_{red} \sqrt{3}} \quad (\text{Eq 2.30})$$

Ainsi,  $E_{norm}$  peut être exprimée en fonction de  $G$  avec et sans l'égalité des composantes homopolaires de l'AFE et de l'onduleur à partir des équations 2.27, 2.28 et 2.29.

**Avec contrainte sur  $h_{NO}$  :**

$$\text{Si } G < \sqrt{3}-1 \Rightarrow r_{red} = \frac{2}{\sqrt{3}} \Rightarrow E_{norm} = 1$$

$$\text{Si } G > \frac{1}{\sqrt{3}-1} \Rightarrow r_{red} = \frac{2}{\sqrt{3} \cdot G} \Rightarrow E_{norm} = G$$

$$\text{Si } \sqrt{3}-1 \leq G \leq \frac{1}{\sqrt{3}-1} \Rightarrow r_{\text{red}} = \frac{2}{G+1} \Rightarrow E_{\text{nom}} = \frac{(G+1)}{\sqrt{3}}$$

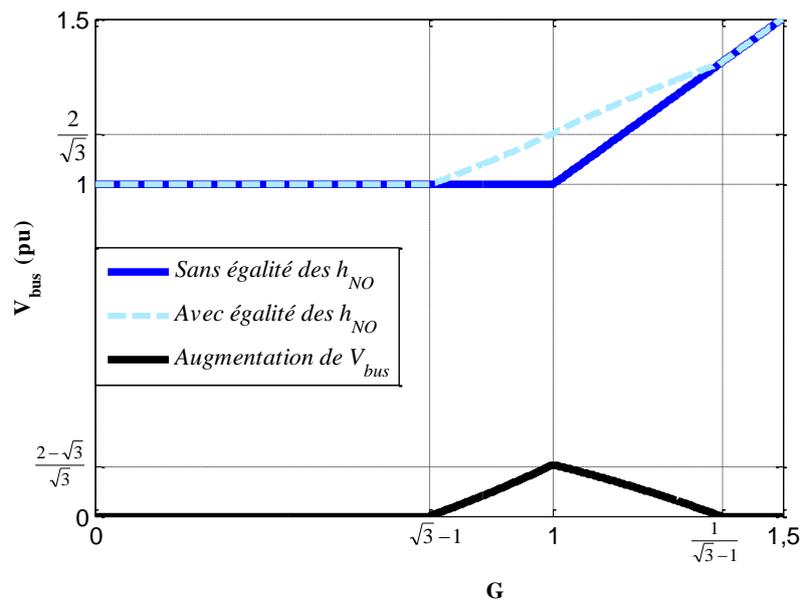
**Sans contrainte sur  $h_{NO}$  :**

$$\text{Si } G \leq 1 \Rightarrow E_{\text{nom}} = 1$$

$$\text{Si } G > 1 \Rightarrow E_{\text{nom}} = G$$

Au final, pour des valeurs de  $G$  inférieures à  $\sqrt{3}-1$  et supérieures à  $\frac{1}{\sqrt{3}-1}$  la contrainte sur

la tension du bus continu est identique que les composantes homopolaires soient égales ou non. En revanche, entre ces valeurs, les évolutions sont différentes et l'égalité des  $h_{NO}$  entrainera une élévation de la tension du bus continu par rapport au cas où les  $h_{NO}$  sont indépendants (Figure 2.10).



**Figure 2.10 :** Augmentation relative de la tension du bus continu par application de la contrainte d'égalité des composantes homopolaires

Cette élévation est maximale lorsque le rapport des tensions entrée/sortie est égal, ou autrement dit, lorsque l'amplitude des tensions  $V_{XNr}$ ,  $V_{YNr}$ ,  $V_{ZNr}$  fournies par le réseau électrique sont égales aux tensions  $V_{AN}$ ,  $V_{BN}$ ,  $V_{CN}$  d'alimentation du moteur. Imposer l'égalité des composantes homopolaires a comme conséquence une élévation de 15% de la tension du bus continu si le ratio maximal  $G$  vaut 1, et moindre au delà. Cette augmentation a des conséquences sur le design des variateurs de vitesse car elle nécessite d'utiliser des condensateurs dont la tenue en tension est plus importante. A titre d'exemple, les condensateurs utilisés pour les variateurs de vitesse connectés au réseau électrique  $400V_{\text{eff}}$  (tension efficace entre deux phases) ont une tenue en tension de 800V au total (association en

série de deux condensateurs 400V). Ces variateurs peuvent être connectés sur des réseaux électriques pour lesquels la tension entre phases peut atteindre 528V (réseau 480V + 10% de tolérance). Dans ces conditions, la tension du bus continu atteint 747V si l'extension de linéarité est utilisée, cette valeur est inférieure à la tenue en tension des condensateurs. Alors que, pour une profondeur de modulation unitaire appliquée à l'AFE, la tension du bus continu atteindra 862V et sera destructrice pour les condensateurs. Il faudra donc, revoir le dimensionnement des condensateurs utilisés pour le bus continu. Puisqu'une élévation de la tension du bus continu est nécessaire lors d'un rapport de tensions unitaire ( $G=1$ ), le choix simplificateur a été fait, par la suite, de ne pas utiliser la composante homopolaire. Ainsi la tension du bus continu est, pour tout  $G$ , supérieure de 15% à ce qu'il serait avec l'extension de linéarité, mais peut être régulé à une valeur constante (simplification de l'algorithme de contrôle). Par ailleurs, l'absence de gestion de  $h_{NO}$  simplifiera la mise en œuvre expérimentale de la stratégie de modulation<sup>16</sup>. Cependant, la composante homopolaire reste un degré de liberté bien qu'elle soit limitée dans l'extension de linéarité dans le cas d'application de la ST. Ce degré de liberté sera utilisé pour répondre à des spécifications autres que la réduction des perturbations de mode commun (paragraphe 3.2.2).

## 2.2. Différentes solutions de synchronisation totale

Le motif de synchronisation présenté au paragraphe 1.2 relève d'un choix purement arbitraire sur les fronts de tension synchronisés. Il est tout à fait possible d'associer les commutations de différentes manières afin d'obtenir une synchronisation totale. Par exemple, le front descendant (FD) de  $V_{XO}$  peut être synchronisé avec le front descendant de  $V_{CO}$  (Figure 2.11.a), mais il pourrait aussi être synchronisé avec le front descendant de  $V_{BO}$  (Figure 2.11.b), créant ainsi un nouveau motif de synchronisation.

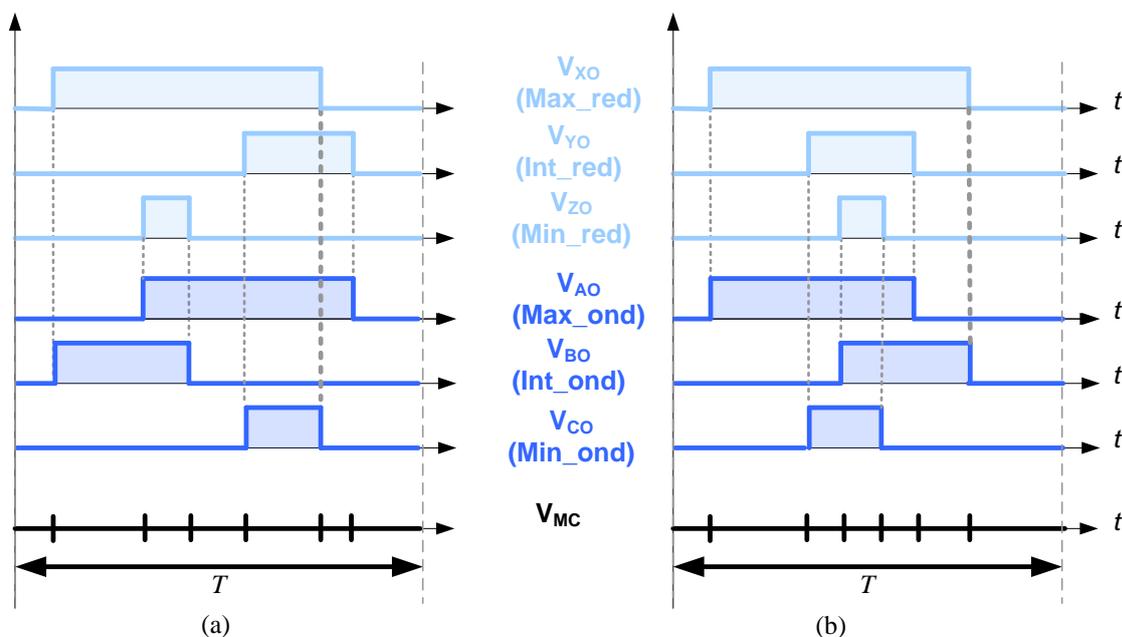


Figure 2.11 : Multiplicité des solutions de synchronisation totale

<sup>16</sup> Se référer au chapitre 4

C'est pourquoi, une étude du degré de liberté qui permet la multiplicité des solutions de synchronisation totale est nécessaire. Une représentation pour le dénombrement des solutions de synchronisations est basée sur la largeur des impulsions<sup>17</sup>. Elles sont ainsi définies pour chaque convertisseur :

- l'impulsion la plus large : Max,
- l'impulsion la plus fine : Min,
- l'impulsion de largeur intermédiaire : Int.

De plus, pour chacune de ces impulsions, il existe un front montant FM et un front descendant FD, soit un totale de douze fronts de tension à synchroniser. Une représentation simplifiée d'un motif de synchronisation basée sur l'association des fronts montants et descendants est donnée à la Figure 2.12.b. Cette représentation fournit pour chacune des impulsions des deux convertisseurs, les associations de fronts (montant et descendant) effectuées pour la réalisation de la synchronisation totale. On peut remarquer que cette association réalise un cycle tel qu'il a été montré à la Figure 2.5.

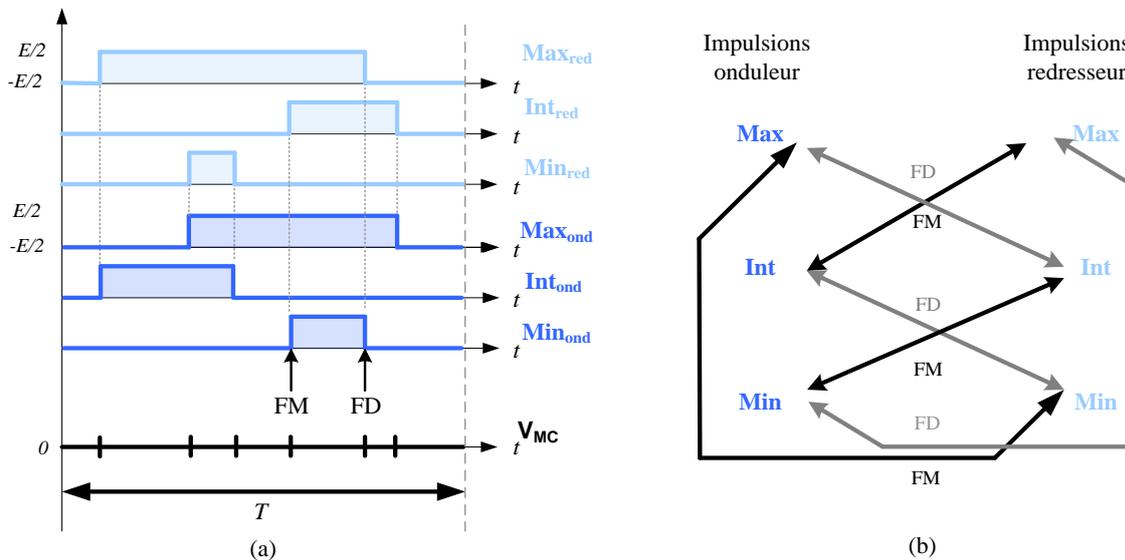


Figure 2.12 : Cas de synchronisation totale (a) et représentation simplifiée du motif de synchronisation (b)

Cette représentation sera utilisée par la suite pour le dénombrement des solutions qui permettent une synchronisation totale.

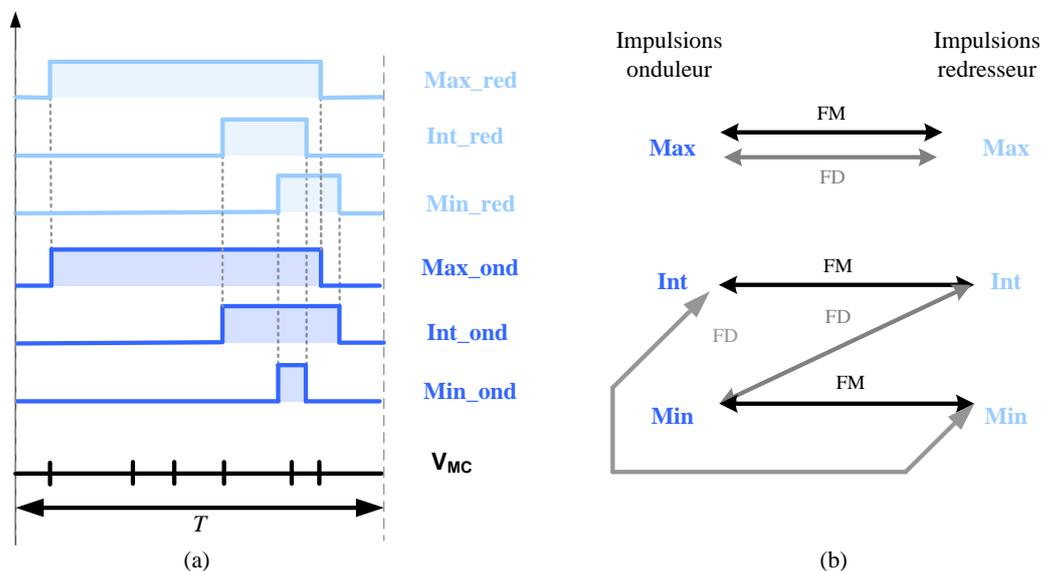
### 2.2.1. Cas d'association de fronts de tension impropres à la synchronisation totale

Chaque convertisseur possède, par période de découpage  $T$ , six fronts de tension à associer entre eux. Ces fronts de tension sont décomposés en trois fronts montants (FM) et trois fronts descendants (FD) pour chaque convertisseur. Or, la ST impose la synchronisation de fronts de même nature (FM avec FM et FD avec FD). Soit un total de trente six solutions possibles<sup>18</sup>,

<sup>17</sup> Ce choix de dénomination des impulsions permettra une systématisation de l'algorithme

<sup>18</sup> Le dénombrement des trente six cas est décrit à l'annexe 1

dont certaines nécessitent l'égalité d'impulsions de l'onduleur et de l'AFE (Figure 2.13.a). Ces cas d'égalité d'impulsions onduleur – AFE peuvent être obtenus à chaque période de découpage de deux manières. La première consiste à utiliser la composante homopolaire afin de synchroniser une impulsion de l'AFE avec une impulsion de l'onduleur<sup>19</sup>. Cette solution implique une non-égalité des composantes homopolaire appliquées à chaque convertisseur et ne permettrait donc pas de satisfaire à toutes les conditions nécessaires à l'application de la ST. Une seconde solution est un fonctionnement "by pass" qui met en jeu des tensions identiques en entrée et en sortie du variateur, et a fortiori des largeurs d'impulsions égales entre l'onduleur et l'AFE. Ces cas sont extrêmement rares car les convertisseurs fonctionnent, la plupart du temps, de façon indépendantes l'un de l'autre, c'est pourquoi ils ne seront pas pris en compte par la suite.



**Figure 2.13 :** Cas de synchronisation totale avec égalisation de deux impulsions (a) et représentation simplifiée du motif de synchronisation (b)

### 2.2.2. Etude des solutions pour une synchronisation totale

Les cas permettant la ST sont ceux pour lesquels deux fronts de tension d'une impulsion d'un convertisseur, à savoir le front montant (FM) et le front descendant (FD), sont synchronisés avec deux fronts issus de deux impulsions distinctes de l'autre convertisseur. Par exemple (Figure 2.14), en partant arbitrairement du front montant de l'impulsion liée au bras de l'onduleur,  $Max_{ond}$ , trois choix d'association sont possibles : les FM des bras du redresseur liés à  $Max_{red}$ ,  $Int_{red}$ , ou  $Min_{red}$ . Le FM associé au bras  $Max_{red}$  est choisi, pour lequel, on va maintenant chercher à synchroniser son FD. Sachant qu'on ne peut sélectionner  $Max_{ond}$ , car cela reviendrait à tomber sur un cas particulier d'égalité des impulsions, il ne reste plus que  $Int_{ond}$ , ou  $Min_{ond}$ . Le choix se porte sur  $Int_{ond}$ , pour lequel il faut associer son FM à  $Int_{red}$  ou  $Min_{red}$ . Ici,  $Int_{red}$  est sélectionné pour lequel le FD de  $Min_{ond}$  est associé, faute d'une autre possibilité. A ce niveau, la solution de synchronisation est définie, il s'agira de la solution

<sup>19</sup> Cette solution a été décrite au paragraphe 4.1 du chapitre 1.

dont la détermination est faite par les trois premiers choix d'associations de fronts de tension (Figure 2.14). Les autres solutions qui découlent de cette approche sont résumées dans le Tableau 2.1.

Tableau 2.1 : Ensemble des solutions permettant une synchronisation totale

Solutions n°	Association de fronts		
1	Max <sub>red</sub>	Int <sub>ond</sub>	Int <sub>red</sub>
2	Max <sub>red</sub>	Min <sub>ond</sub>	Min <sub>red</sub>
3	Min <sub>red</sub>	Min <sub>ond</sub>	Int <sub>red</sub>
4	Min <sub>red</sub>	Int <sub>ond</sub>	Max <sub>red</sub>
5	Int <sub>red</sub>	Int <sub>ond</sub>	Min <sub>red</sub>
6	Int <sub>red</sub>	Int <sub>ond</sub>	Max <sub>red</sub>
7	Int <sub>red</sub>	Min <sub>ond</sub>	Min <sub>red</sub>
8	Int <sub>red</sub>	Int <sub>ond</sub>	Max <sub>red</sub>
9	Min <sub>red</sub>	Int <sub>ond</sub>	Int <sub>red</sub>
10	Min <sub>red</sub>	Min <sub>ond</sub>	Max <sub>red</sub>
11	Max <sub>red</sub>	Int <sub>ond</sub>	Min <sub>red</sub>
12	Max <sub>red</sub>	Min <sub>ond</sub>	Int <sub>red</sub>

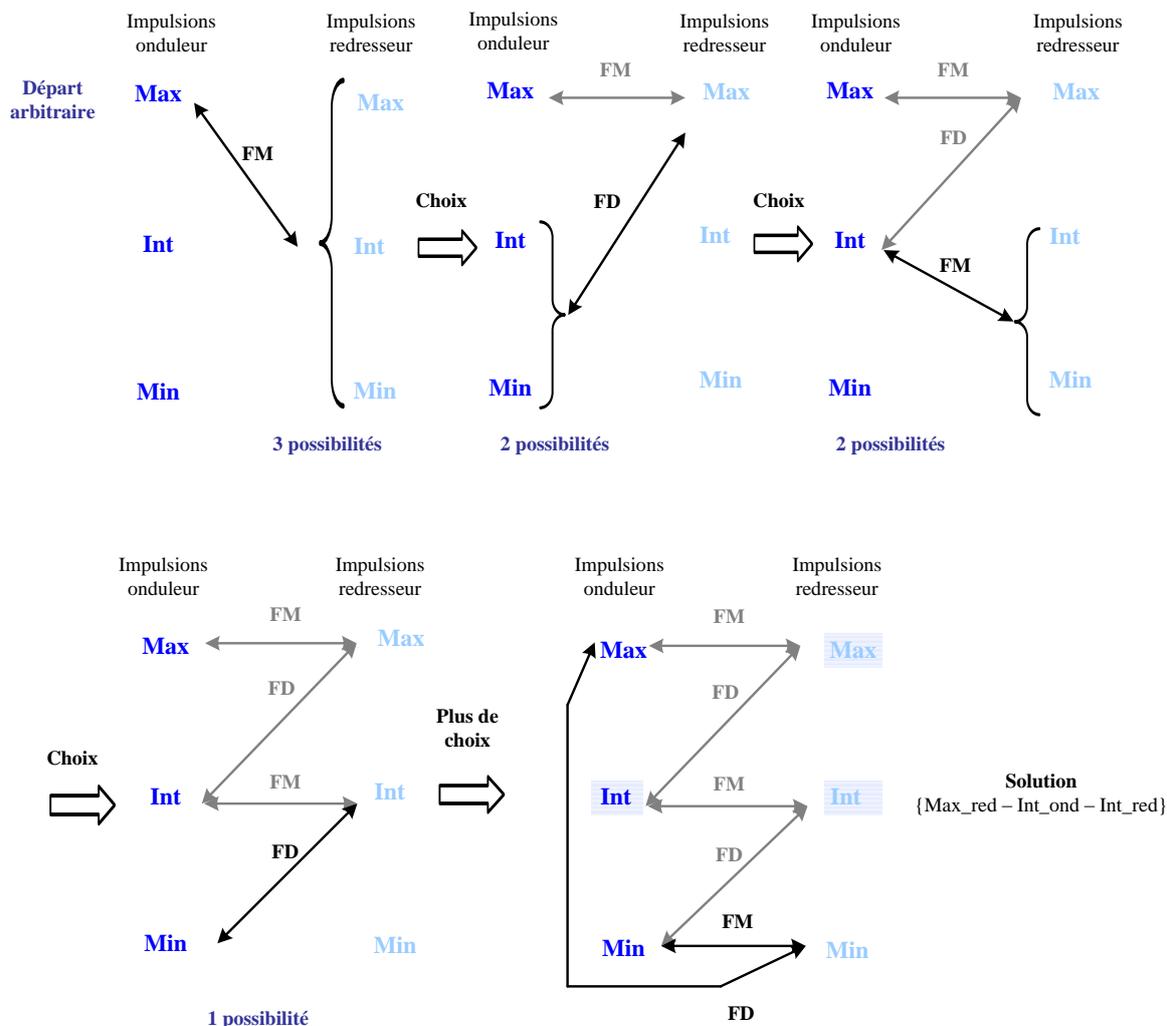


Figure 2.14 : Dénombrement des solutions de synchronisation totale – exemple de la solution n°1

Il existe donc, dans le cas de six impulsions de largeurs différentes les unes des autres, douze associations possibles permettant l'obtention d'une synchronisation totale<sup>20</sup>. Pour cela, il sera nécessaire de mettre en œuvre un algorithme décisionnel afin de sélectionner une, ou plusieurs solutions parmi les douze.

### 2.2.3. Placement des impulsions sur une période de découpage

Dans la représentation faite de la ST présentée à la Figure 2.3, l'ensemble des impulsions est confiné dans la période de découpage une fois les synchronisations effectuées. L'objectif de la ST étant la synchronisation de l'ensemble des fronts de tension des différentes phases onduleur et redresseur, le *placement* de la période de découpage relève d'un choix arbitraire. Ainsi, il est possible de placer la période de découpage  $T_1$  de telle sorte que l'ensemble des impulsions soit constitué d'une succession d'états « bas – haut – bas » (Figure 2.15), on parlera alors d'impulsions positives. Ces états correspondent aux niveaux des tensions  $V_{kO}$  avec  $k = \{A, B, C, X, Y, Z\}$ , pour lesquels on définira l'état haut comme étant le niveau de tension  $E/2$  et l'état bas le niveau de tension  $-E/2$ . La période de découpage  $T_2$ , peut aussi être positionnée de telle sorte que l'ensemble des impulsions soient constituées d'une succession d'états « haut – bas – haut », on parle alors d'impulsions négatives. Un dernier cas peut apparaître si l'ensemble d'impulsions compris dans la période de découpage ( $T_3$ ) sont à la fois positives et négatives.

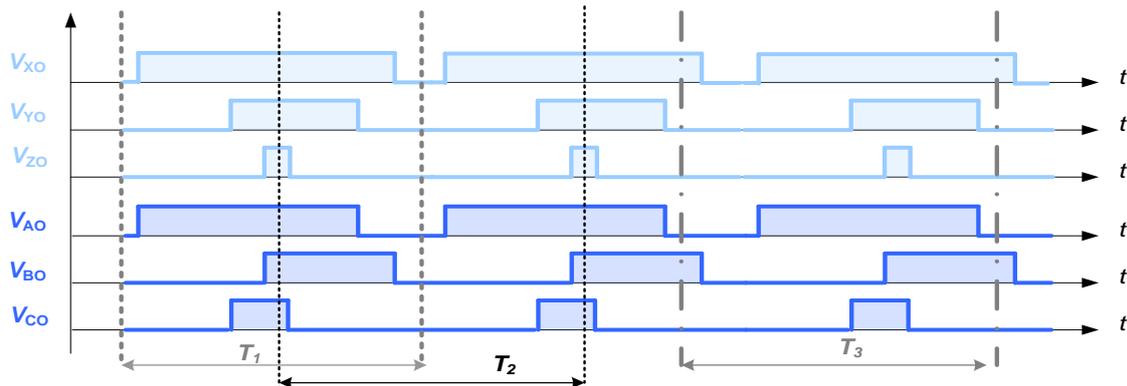


Figure 2.15 : Degré de liberté sur le positionnement de la période de découpage

Ainsi le placement de la période de découpage autour d'un motif de synchronisation est un degré de liberté sur le type d'impulsions rencontrées. Généralement, les impulsions sont représentées sous leur forme positive. Pour cette raison, l'étude de cette stratégie de modulation sera faite principalement avec des impulsions positives. Il n'empêche que des cas de coexistence avec des impulsions négatives peuvent apparaître comme nous l'avons vu ci-avant. Il s'avère que la présence d'impulsions positives et négatives est une source de dégradation de l'ondulation du courant et sera de ce fait un critère de choix des solutions de synchronisation totale qui sera approfondi à la section suivante.

<sup>20</sup> Une représentation sous la forme simplifiée d'association de fronts est fournie en annexe n°1

### 3. Mise en œuvre d'un algorithme décisionnel

La présence des différents degrés de liberté offerts par la ST, et notamment les douze solutions de synchronisations, amènent à prendre en considération des critères autres que la réduction des perturbations de mode commun.

#### 3.1. Critère de choix

Outre les perturbations électromagnétiques qu'il génère, un variateur de vitesse est aussi évalué, entre autres, sur la qualité de la tension appliquée au moteur (limitation des surtensions), mais aussi sur l'ondulation de courant (limitation des variations de couples du moteur) [ShamsiN2005]. Le critère sélectionné est l'ondulation du courant, puisque, à priori, la synchronisation de commutations inter-convertisseurs ne génère pas plus de surtensions.

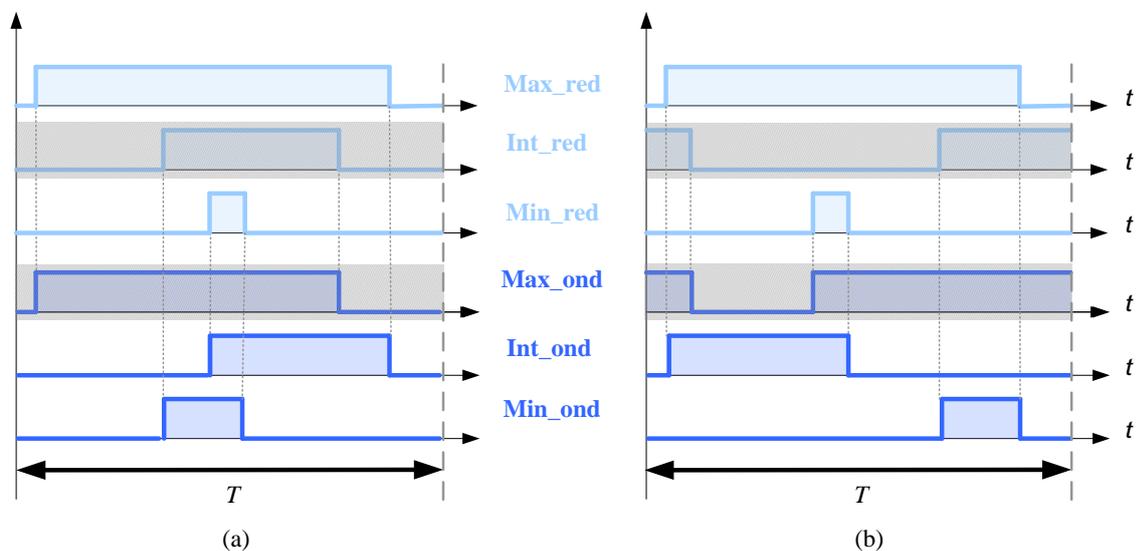


Figure 2.16 : Motif de synchronisation totale avec confinement dans la période de découpage (a) et sans (b)

En l'absence d'une composante homopolaire, la stratégie de modulation naturelle est la SPWM<sup>21</sup>. Elle permet d'obtenir des impulsions centrées sur la période de découpage et imbriquées les unes dans les autres. Cette imbrication des impulsions permet notamment de réduire l'ondulation du courant des phases moteur et réseau. Ainsi, nous chercherons à obtenir cette imbrication des impulsions lors de l'utilisation de la synchronisation totale. Or, dans le cas de la ST, du fait du déplacement des impulsions, ces dernières ne peuvent pas être centrées mais le confinement reste toujours possible (par exemple les impulsions du redresseur Figure 2.16.a sont confinées). Il existe même des cas de chevauchement, c'est-à-dire des impulsions qui ne sont pas imbriquées mais qui ne dépassent pas la période de découpage (par exemple les impulsions de l'onduleur Figure 2.16.a décrivent un chevauchement). Ces cas de chevauchement se produisent à chaque période de découpage sur au moins un des deux convertisseurs et auront un impact sur l'ondulation du courant. En effet quand bien même les impulsions de l'un des convertisseurs seraient imbriquées, le jeu des synchronisations entre FM et FD créerait inéluctablement un chevauchement. Enfin, un dernier cas peut subvenir, il s'agit de la « sortie » hors de la période de découpage de certaines

<sup>21</sup> Cf. chapitre 1 paragraphe 3.2.1

impulsions (impulsions grisées à la Figure 2.16.b) ; cela revient à faire coexister des impulsions positives et négatives comme cela a été vu au paragraphe 2.2.3. Ces cas que l'on appellera par la suite "basculement des impulsions" sont nuisibles pour l'ondulation du courant car l'excursion de la tension entre phases est maximale [Videt2012]. Mais, contrairement au chevauchement, ces cas peuvent être évités.

Par la suite, les cas de chevauchement et d'imbrication seront privilégiés, une étude a donc été menée pour l'identification des conditions permettant d'éviter les cas de basculement. De plus, le confinement dans la période de découpage se limitera à des impulsions positives exclusivement<sup>22</sup>.

### 3.2. Respect du critère en fonction du point de fonctionnement et des différentes solutions de synchronisation

Les cas de basculement sont fonction de la solution de synchronisation choisie, mais aussi de la largeur des impulsions des tensions de l'AFE et de l'onduleur. Par exemple, si les impulsions liées à Int\_red et Max\_ond avaient été plus fines, le cas de basculement des impulsions présenté à la Figure 2.16.b ne se serait pas produit. De plus, le critère de confinement des impulsions au sein de la période de découpage doit aussi être valide pour tout point de fonctionnement du variateur de vitesse. Par la suite, nous ne parlerons plus d'onduleur et de redresseur, mais de convertisseur n°1 et n°2 afin de généraliser les concepts présentés.

#### 3.2.1. Définition des points de fonctionnement du variateur de vitesse

Puisque la largeur des impulsions influence le confinement, elle sera aussi utilisée pour la détermination des points de fonctionnement du variateur de vitesse. Comme nous l'avons vu au paragraphe 2.1, un formalisme basé sur la largeur des impulsions permet de mettre en évidence, pour chaque convertisseur, trois types d'impulsions : Max, Int et Min. L'ensemble des points de fonctionnements de la structure onduleur – AFE sont donc contenues dans l'ordonnancement des six impulsions générées de la plus large à la plus fine. Cet ordonnancement est soumis à des contraintes imposées par la modulation de largeur d'impulsion. Ces contraintes sont les suivantes :

- La plus large impulsion d'un convertisseur (Max) est toujours plus grande que la plus petite (Min) de l'autre, soit  $(\alpha_{Max})_1 \geq (\alpha_{Min})_2$  et  $(\alpha_{Max})_2 \geq (\alpha_{Min})_1$ .
- La somme des largeurs d'impulsions sont égales. Ainsi, le cas  $(\alpha_{Max})_1 \geq (\alpha_{Max})_2$ ,  $(\alpha_{Int})_1 \geq (\alpha_{Int})_2$ ,  $(\alpha_{Min})_1 \geq (\alpha_{Min})_2$  et sa réciproque ne sont pas possibles, puisque cela reviendrait à admettre que la somme des largeurs d'impulsions d'un convertisseur soit supérieure à l'autre.

L'élimination des cas qui ne respectent pas ces contraintes permet de définir dix ordonnancements des impulsions pour l'ensemble onduleur – AFE que l'on appellera

<sup>22</sup> L'équivalence en impulsions négative sera donnée en annexe

« ordres » par la suite. Ces ordres sont séparés en deux groupes de cinq (I, II, III, IV, V) définis par l'indice 1 et 2 correspondant aux deux convertisseurs. L'appartenance aux groupes 1 et 2 est définie, quant à elle, par la plus fine des impulsions ( $\alpha_{\text{Min}}$ ). Si cette impulsion appartient au convertisseur n°1 alors l'indice des ordres sera « 1 », et vice-versa pour l'appartenance au convertisseur n°2. De plus, la définition des ordres au sein de chaque groupe est effectuée à partir de la position des impulsions intermédiaires ( $\alpha_{\text{Int}}$ ) dans l'ordonnement des largeurs d'impulsions. Par exemple, pour le groupe n°1, l'ordre  $I_1$  est défini pour une impulsion ( $\alpha_{\text{Int}})_1$  qui serait la seconde plus large impulsion de l'ordonnement. L'ordre  $II_1$  est défini pour ( $\alpha_{\text{Int}})_1$  troisième impulsion la plus large et ainsi de suite pour les ordres III et IV. Seul l'ordre V est une exception à cette règle mais il s'identifie par sa plus large impulsion qui n'appartient pas au même convertisseur que la plus petite largeur d'impulsion. L'ensemble des ordres issus de l'ordonnement des trois impulsions générées par chacun des deux convertisseurs est donnée au Tableau 2.2

**Tableau 2.2 :** Ordonnement des impulsions d'un ensemble onduleur – AFE de la plus large à la plus fine

Ordres	Plus large impulsion					Plus fine impulsion
$I_1$	$(\alpha_{\text{Max}})_1$	$(\alpha_{\text{Int}})_1$	$(\alpha_{\text{Max}})_2$	$(\alpha_{\text{Int}})_2$	$(\alpha_{\text{Min}})_2$	$(\alpha_{\text{Min}})_1$
$II_1$	$(\alpha_{\text{Max}})_1$	$(\alpha_{\text{Max}})_2$	$(\alpha_{\text{Int}})_1$	$(\alpha_{\text{Int}})_2$	$(\alpha_{\text{Min}})_2$	$(\alpha_{\text{Min}})_1$
$III_1$	$(\alpha_{\text{Max}})_1$	$(\alpha_{\text{Max}})_2$	$(\alpha_{\text{Int}})_2$	$(\alpha_{\text{Int}})_1$	$(\alpha_{\text{Min}})_2$	$(\alpha_{\text{Min}})_1$
$IV_1$	$(\alpha_{\text{Max}})_1$	$(\alpha_{\text{Max}})_2$	$(\alpha_{\text{Int}})_2$	$(\alpha_{\text{Min}})_2$	$(\alpha_{\text{Int}})_1$	$(\alpha_{\text{Min}})_1$
$V_1$	$(\alpha_{\text{Max}})_2$	$(\alpha_{\text{Max}})_1$	$(\alpha_{\text{Int}})_1$	$(\alpha_{\text{Int}})_2$	$(\alpha_{\text{Min}})_2$	$(\alpha_{\text{Min}})_1$
$I_2$	$(\alpha_{\text{Max}})_2$	$(\alpha_{\text{Int}})_2$	$(\alpha_{\text{Max}})_1$	$(\alpha_{\text{Int}})_1$	$(\alpha_{\text{Min}})_1$	$(\alpha_{\text{Min}})_2$
$II_2$	$(\alpha_{\text{Max}})_2$	$(\alpha_{\text{Max}})_1$	$(\alpha_{\text{Int}})_2$	$(\alpha_{\text{Int}})_1$	$(\alpha_{\text{Min}})_1$	$(\alpha_{\text{Min}})_2$
$III_2$	$(\alpha_{\text{Max}})_2$	$(\alpha_{\text{Max}})_1$	$(\alpha_{\text{Int}})_1$	$(\alpha_{\text{Int}})_2$	$(\alpha_{\text{Min}})_1$	$(\alpha_{\text{Min}})_2$
$IV_2$	$(\alpha_{\text{Max}})_2$	$(\alpha_{\text{Max}})_1$	$(\alpha_{\text{Int}})_1$	$(\alpha_{\text{Min}})_1$	$(\alpha_{\text{Int}})_2$	$(\alpha_{\text{Min}})_2$
$V_2$	$(\alpha_{\text{Max}})_1$	$(\alpha_{\text{Max}})_2$	$(\alpha_{\text{Int}})_2$	$(\alpha_{\text{Int}})_1$	$(\alpha_{\text{Min}})_1$	$(\alpha_{\text{Min}})_2$

Cependant, l'étude peut se limiter aux cinq premiers ordres, puisque les cinq suivant ne sont qu'une permutation des rôles entre les convertisseurs n°1 et n°2.

### 3.2.2. Contrainte de confinement dans une période de commutation

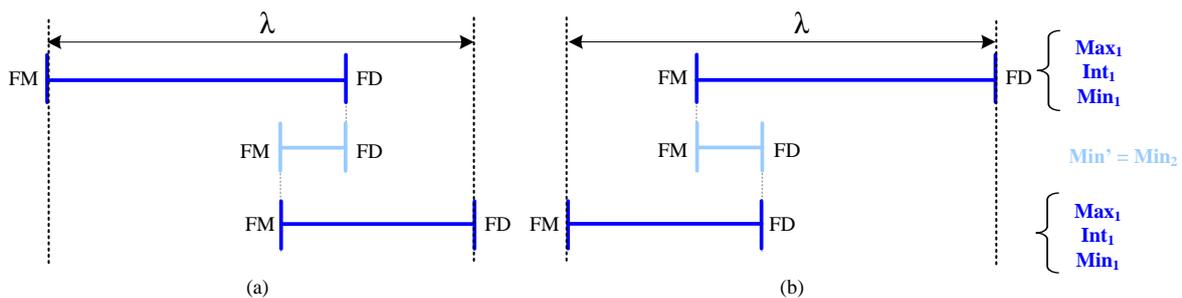
Pour chacun des cinq ordres, il faudrait maintenant déterminer, pour les douze solutions de synchronisation, les conditions de confinement dans la période de découpage. Ces conditions nécessaires et suffisantes reposent comme cela sera démontré par la suite sur la valeur de la composante homopolaire. Cette section est donc une généralisation par rapport au choix fait précédemment de conserver  $h_{\text{NO}}$  égal à zéro.

### 3.2.2.1. Systématisation du procédé de confinement

Une première simplification de l'étude est possible car l'ensemble des solutions de synchronisation totale répond à un ensemble de deux impulsions d'un convertisseur synchronisées sur la plus fine des impulsions des deux convertisseurs<sup>23</sup>. Par la suite, cette impulsion sera nommée  $Min'$  et les impulsions synchronisées qui lui sont synchronisées seront par définition plus larges (Figure 2.17). Cet ensemble des trois impulsions synchronisées définit une largeur minimale du motif de synchronisation lors de l'application de la ST pour laquelle nous pourrons déterminer les conditions nécessaires et suffisantes à son confinement dans la période de découpage.

#### a) Motifs de base de synchronisation et motifs de confinement

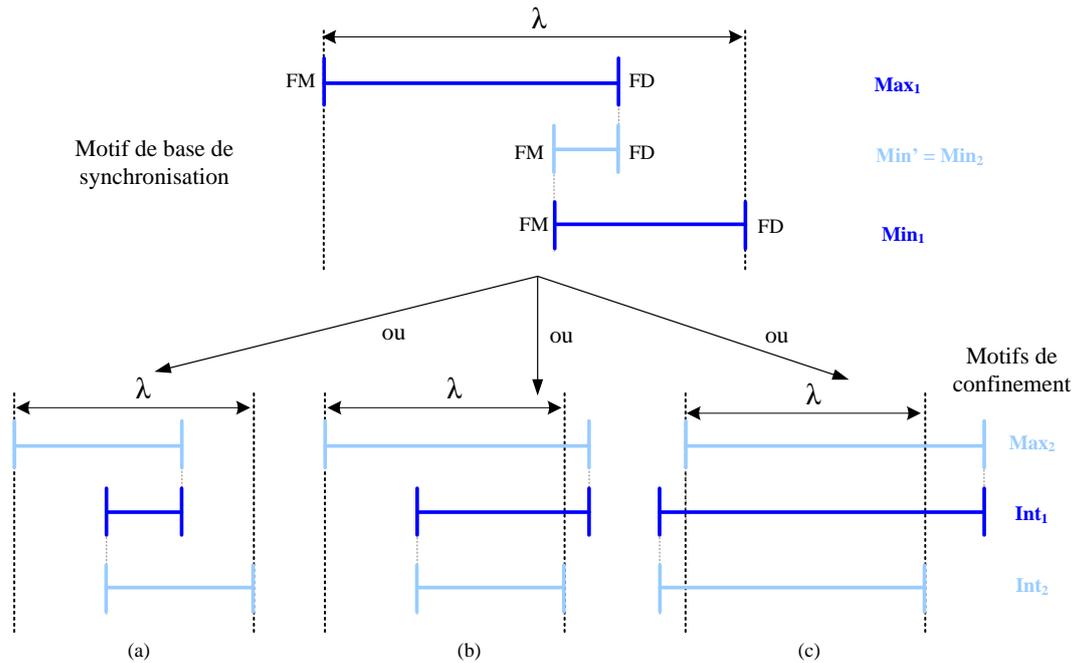
L'ensemble des synchronisations autour de  $Min'$  sera nommé par la suite **motif de base de synchronisation**. Remarquons que la largeur de ce motif de synchronisation  $\lambda$  ne varie pas en permutant les synchronisations de fronts montant (FM) et descendant (FD) de l'impulsion  $Min'$  (Figure 2.17).



**Figure 2.17** : Motif récurrent à toute solution de synchronisation pour une synchronisation totale

L'étude du confinement peut se réduire à un seul des deux cas (on choisira arbitrairement celui de la Figure 2.17.a). Ainsi, si  $Min' = Min_2$  cette impulsion peut être confinée entre  $Max_1$  et  $Min_1$ , ou  $Max_1$  et  $Int_1$ , ou encore entre  $Int_1$  et  $Min_1$ . Puis les trois autres impulsions sont associées à ce motif de base de synchronisation. Prenons l'exemple d'un motif de base de  $Min'$  entre  $Max_1$  et  $Min_1$  alors les trois impulsions restantes sont  $Max_2$ ,  $Int_1$  et  $Int_2$ . Ces trois dernières impulsions peuvent être soit contenues dans le motif de base obtenu avec  $Min'$  (Figure 2.18.a) soit en déborder (Figure 2.18.b et Figure 2.18.c). La largeur d'impulsion minimale définit qui est le convertisseur n°2 ( $Min_2$ ).

<sup>23</sup> La représentation des 12 solutions de synchronisation par rapport à ce motif de synchronisation est donnée en annexe.



**Figure 2.18** : Motif de confinement à trois impulsions (a) dans une impulsion d'un convertisseur (b) ou de l'autre (c)

Chacun des trois motifs de base de synchronisation avec la plus petite impulsion intercalée entre deux autres peut donc donner trois **motifs de confinement** par la synchronisation des trois autres impulsions.

- Les trois autres impulsions forment un motif confiné dans le motif de base (Figure 2.18.a).
- Une impulsion déborde d'un côté seul des limites de confinement imposées par les trois impulsions composées de la plus petite des impulsions (Figure 2.18.b).
- Une impulsion déborde des deux côtés des limites de confinement imposées par les trois impulsions composées de la plus petite des impulsions (Figure 2.18.c).

L'association d'un motif de base de synchronisation et d'un motif de confinement forme ensemble un motif de **synchronisation**.

### b) Conditions nécessaires et suffisantes de confinement dans la période

Les trois motifs de confinement représentent l'ensemble des solutions possibles pour le confinement de l'ensemble des impulsions issues d'un motif de synchronisation totale. Les cas de confinement dans une seule impulsion (Figure 2.18.b et Figure 2.18.c) nécessitent que cette dernière soit une des deux impulsions les plus larges ( $Max_1$  ou  $Max_2$ ). De plus, il faut qu'elle soit la plus large de toutes les impulsions de telle sorte à toutes les « englober ». Ce cas est intéressant puisqu'il permet, a fortiori, un confinement dans la période de découpage sans contraintes supplémentaires. En revanche, les cas de confinement dans un ensemble de trois impulsions doivent satisfaire à des contraintes sur la composante homopolaire pour permettre le confinement dans la période de découpage.

- Cas de confinement dans un motif de base

Prenons le cas pour lequel l'ensemble des impulsions est confiné dans un motif de base de synchronisation avec la plus fine impulsion appartenant au convertisseur n°2. Cette impulsion est synchronisée de part et d'autre avec  $\text{Max}_1$  et  $\text{Min}_1$  (ce cas correspond à l'association des motifs de base B2 et de confinement C1 du Tableau 2.3). Il est ainsi possible de quantifier la largeur de ce motif de base  $\lambda$  en fonction des largeurs des impulsions synchronisées (Eq 2.31). Ainsi, nous avons :

$$\lambda T = (\alpha_{\text{Max}})_1 T - (\alpha_{\text{Min}})_2 T + (\alpha_{\text{Min}})_1 T \quad (\text{Eq 2.31})$$

Cette largeur  $\lambda$  doit être inférieure à la période de découpage  $T$  pour permettre le confinement (Eq 2.32).

$$(\alpha_{\text{Max}})_1 T - (\alpha_{\text{Min}})_2 T + (\alpha_{\text{Min}})_1 T \leq T \quad (\text{Eq 2.32})$$

En remplaçant les largeurs d'impulsion  $\alpha T$  par leur expression fonction des tensions réduites (Eq 2.2), nous en déduisons l'équation 2.33 :

$$(h_{\text{Max}})_1 + (h_{\text{Min}})_1 - (h_{\text{Min}})_2 + h_{\text{NO}} \leq 1 \quad (\text{Eq 2.33})$$

De plus, la somme des tensions réduites de référence  $h_{\text{Max}}$ ,  $h_{\text{Int}}$ ,  $h_{\text{Min}}$  est égale à zéro, d'où :

$$(h_{\text{Max}})_1 + (h_{\text{Min}})_1 = -(h_{\text{Int}})_1 \quad (\text{Eq 2.34})$$

Finalement, l'équation 2.33 peut se simplifier à l'aide de l'équation 2.34. Nous déduisons ainsi une condition sur la composante homopolaire  $h_{\text{NO}}$  en fonction des tensions réduites :

$$h_{\text{NO}} \leq 1 + (h_{\text{Min}})_2 + (h_{\text{Int}})_1 \quad (\text{Eq 2.35})$$

- Cas de confinement dans  $(\text{Max})_1$  ou  $(\text{Max})_2$

Reprenons le cas du motif de base de synchronisation B2 du Tableau 2.3, pour lequel on associe le motif de confinement C2 (confinement dans  $(\text{Max})_2$ ). Comme il a été explicité en début de section, il faut que  $(\text{Max})_2$  soit la plus large des impulsions. De plus, il faut que la largeur de  $(\text{Max})_2$  soit supérieure à  $\lambda$  qu'il est possible d'exprimer en fonction des largeurs d'impulsion du motif de confinement (Eq 2.35).

$$\lambda T = (\alpha_{\text{Max}})_2 T - (\alpha_{\text{Int}})_1 T + (\alpha_{\text{Int}})_2 T \leq (\alpha_{\text{Max}})_2 T \quad (\text{Eq 2.36})$$

Cette équation peut se simplifier et une simple relation entre deux largeurs d'impulsions apparaît.

$$(\alpha_{\text{Int}})_2 \leq (\alpha_{\text{Int}})_1 \quad (\text{Eq 2.37})$$

Au final, le respect de l'équation 2.37 et  $(Max)_2$  plus large de toutes les impulsions suffisent à assurer un confinement du motif de synchronisation issu de l'association B2 – C2 au sein de  $(Max)_2$ .

En revanche, dans le cas où l'on souhaiterait associer le motif de base B2 au motif de confinement C3, il faudrait que  $(Max)_1$  soit la plus large de toutes les impulsions et que  $\lambda$  soit inférieur à  $(Max)_1$ . Par utilisation de l'équation 2.31, on déduit une condition sur les largeurs d'impulsions donnée par la relation suivante.

$$(\alpha_{Min})_1 \leq (\alpha_{Min})_2 \quad (Eq\ 2.38)$$

Or, nous avons défini dans les hypothèses de départ que  $(Min)_2$  était la plus fine de toutes les impulsions. De ce fait, le motif de synchronisation issu de l'association B2 – C3 est un cas irréaliste.

Synthèse

Il est ainsi possible de procéder de la même façon pour déterminer les conditions de confinement dans la période de découpage pour l'ensemble des cas de confinement pour les trois motifs de base de synchronisation (B1, B2, B3) et des trois motifs de confinement (C1, C2 et C3). Les conditions qui découlent de cette étude sont résumées au Tableau 2.3 .

**Tableau 2.3 :** Conditions nécessaires et suffisantes pour le confinement dans la période de découpage des motifs de synchronisation issus de l'association d'un motif de base (B1, B2, B3) à un motif de confinement (C1, C2, C3)

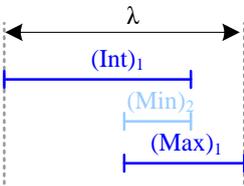
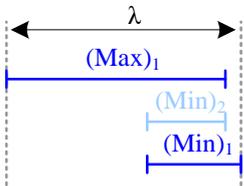
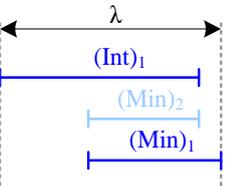
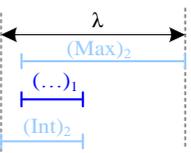
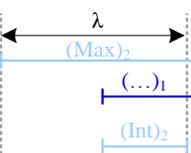
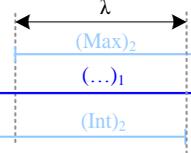
		B1	B2	B3
	<b>Hypothèse :</b> $Min' = (Min)_2$			
C1		$h_{NO} \leq 1 + (h_{Min})_2 + (h_{Min})_1$	$h_{NO} \leq 1 + (h_{Min})_2 + (h_{Int})_1$	$h_{NO} \leq 1 + (h_{Min})_2 + (h_{Max})_1$
C2		$(\alpha_{Int})_2 \leq (\alpha_{Min})_1$ $(\alpha_{Max})_1 \leq (\alpha_{Max})_2$	$(\alpha_{Int})_2 \leq (\alpha_{Int})_1$ $(\alpha_{Max})_1 \leq (\alpha_{Max})_2$	$(\alpha_{Int})_2 \leq (\alpha_{Max})_1$ $(\alpha_{Max})_1 \leq (\alpha_{Max})_2$
C3		Cas irréaliste	Cas irréaliste	$(\alpha_{Int})_1 \leq (\alpha_{Int})_2$ $(\alpha_{Max})_2 \leq (\alpha_{Max})_1$

Les cas de confinement au sein de  $(Max)_1$  et  $(Max)_2$  (motifs de confinement C2 et C3) sont déterminés par des relations entre les largeurs des impulsions et ne sont pas soumis à une contrainte sur la composante homopolaire autre que l'égalité définie au paragraphe 2.1.1. Ces mêmes largeurs ont permis de définir plus tôt les ordonnancements des impulsions (Tableau 2.2) qui définissent l'ensemble des points de fonctionnement du variateur de vitesse.

**c) Détermination des ordonnancements pour chaque motif de synchronisation**

Les ordonnancements ( $I_2, II_2, III_2, IV_2, V_2$ ) associés aux motifs de synchronisation B1 - C2, B2 - C2, B3 - C2 et B3 - C3 se déduisent aisément des conditions de confinement (Tableau 2.3). Pour les motifs de synchronisation issus de l'association de B1 - C1, B2 - C1, et B3 - C1, les ordonnancements associés à ces motifs sont ceux ne satisfaisant pas aux conditions précédentes. Par exemple, pour le motif de base de synchronisation B1, les conditions définies pour le motif de confinement C2 permettent d'associer l'ordre  $IV_2$ . Par déduction, les ordres  $I_2, II_2, III_2$  et  $V_2$  sont associés au motif de confinement C1 et sont soumis à une contrainte sur la composante homopolaire. L'appartenance d'un motif de synchronisation à un ordre est symbolisée par un «✓» dans le Tableau 2.4.

**Tableau 2.4 :** Attribution des ordonnancements des impulsions des différents motifs de synchronisation confinés dans la période de découpage issus de l'association d'un motif de base (B1, B2, B3) à un motif de confinement (C1, C2, C3)

		B1		B2		B3	
	<b>Hypothèse :</b> $Min' = (Min)_2$						
C1		Ordre $I_2$	✓	Ordre $I_2$	✓	Ordre $I_2$	✓
		Ordre $II_2$	✓	Ordre $II_2$	✓	Ordre $II_2$	
		Ordre $III_2$	✓	Ordre $III_2$		Ordre $III_2$	
		Ordre $IV_2$		Ordre $IV_2$		Ordre $IV_2$	
		Ordre $V_2$	✓	Ordre $V_2$	✓	Ordre $V_2$	
C2		Ordre $I_2$		Ordre $I_2$		Ordre $I_2$	
		Ordre $II_2$		Ordre $II_2$		Ordre $II_2$	✓
		Ordre $III_2$		Ordre $III_2$	✓	Ordre $III_2$	✓
		Ordre $IV_2$	✓	Ordre $IV_2$	✓	Ordre $IV_2$	✓
		Ordre $V_2$		Ordre $V_2$		Ordre $V_2$	
C3		Cas irréaliste		Cas irréaliste		Ordre $I_2$	
		Cas irréaliste		Cas irréaliste		Ordre $II_2$	
		Cas irréaliste		Cas irréaliste		Ordre $III_2$	
		Cas irréaliste		Cas irréaliste		Ordre $IV_2$	
		Cas irréaliste		Cas irréaliste		Ordre $V_2$	✓

En revanche, une modification de la valeur de la composante homopolaire appliquée à l'ensemble onduleur – AFE ne modifie par l'ordonnement des impulsions. De plus, pour chaque motif de base de synchronisation, on peut définir les solutions de synchronisation (Tableau 2.1) qui leur sont associées par attribution des rôles des convertisseurs n°1 et 2 (voir Annexe 3). Cette attribution des solutions de synchronisation aux motifs de base de synchronisation est donnée au Tableau 2.5.

**Tableau 2.5 :** Attribution des douze solutions de synchronisation aux motifs de base de synchronisation

	B1	B2	B3
Convertisseur n°2 = onduleur	Solutions : 4 – 6 – 9 – 12	Solutions : 2 – 5 – 8 – 10	Solutions : 1 – 3 – 7 – 11
Convertisseur n°2 = AFE	Solutions : 4 – 6 – 9 – 12	Solutions : 1 – 3 – 8 – 10	Solutions : 2 – 5 – 7 – 11

Il est désormais possible de définir pour chaque solution de synchronisation et pour chaque ordre les conditions nécessaires et suffisantes au confinement dans la période de découpage de l'ensemble des impulsions onduleur – AFE. Les tableaux 2.6 et 2.7 résument l'ensemble des contraintes de confinement en fonction que Min' appartienne à l'onduleur ou à l'AFE respectivement.

**Tableau 2.6 :** Contraintes pour le confinement dans la période de découpage avec Min' appartenant à l'AFE

Solutions de synchronisation	4 – 6 – 9 – 12	1 – 3 – 8 – 10	2 – 5 – 7 – 11
I <sub>RED</sub>	*	○	□
II <sub>RED</sub>	*	○	◇
III <sub>RED</sub>	*	◇	◇
IV <sub>RED</sub>	◇	◇	◇
V <sub>RED</sub>	*	○	◇

\*  $h_{NO} \leq h_{Min\_OND} + h_{Min\_RED} + 1$

□  $h_{NO} \leq h_{Max\_OND} + h_{Min\_RED} + 1$

○  $h_{NO} \leq h_{Int\_OND} + h_{Min\_RED} + 1$

◇  $\forall h_{NO}$

**Tableau 2.7 :** Contraintes pour le confinement dans la période de découpage avec Min' appartenant à l'onduleur

Solutions de synchronisation	4 – 6 – 9 – 12	2 – 5 – 8 – 10	1 – 3 – 7 – 11
I <sub>OND</sub>	*	oo	□□
II <sub>OND</sub>	*	oo	◇
III <sub>OND</sub>	*	◇	◇
IV <sub>OND</sub>	◇	◇	◇
V <sub>OND</sub>	*	oo	◇

\*  $h_{NO} \leq h_{Min\_RED} + h_{Min\_OND} + 1$

□□  $h_{NO} \leq h_{Max\_RED} + h_{Min\_OND} + 1$

oo  $h_{NO} \leq h_{Int\_RED} + h_{Min\_OND} + 1$

◇  $\forall h_{NO}$

Suivant la solution de synchronisation, les contraintes sur la composante homopolaire ( $h_{NO}$ ) pour le confinement diffèrent. De plus, le  $h_{NO}$  devrait être recalculé à chaque période de découpage pour satisfaire aux contraintes de confinement ce qui complexifierait et augmenterait le temps de calcul nécessaire à l'algorithme. Pour ces raisons, nous chercherons à fixer cette composante homopolaire.

### 3.2.2.2. Solutions à contrainte minimale

D'après les tableaux 2.6 et 2.7, les solutions 7 et 11 sont applicables aux dix ordres avec seulement deux ordres (I<sub>OND</sub> et I<sub>RED</sub>) pour lesquels une contrainte sur la composante homopolaire est imposée. Cependant, cette contrainte sur le  $h_{NO}$  peut être satisfaite si ce dernier est nul.

*- Démontrons la validité de la condition sur le  $h_{NO}$  :*

On souhaite borner la contrainte de confinement liée à l'association des motifs de base B3 et de confinement C1 (Tableau 2.3).

$$h_{NO} \leq 1 + (h_{Min})_2 + (h_{Max})_1 \quad (\text{Eq 2.39})$$

Par définition, l'impulsion (Max)<sub>1</sub> est de largeur plus grande que le tiers de la somme des largeurs de (Max)<sub>1</sub>, (Int)<sub>1</sub>, (Min)<sub>1</sub> :

$$(\alpha_{Max})_1 \geq \frac{1}{3}((\alpha_{Max})_1 + (\alpha_{Int})_1 + (\alpha_{Min})_1) \quad (\text{Eq 2.40})$$

Or d'après l'équation 2.2, nous avons :

$$(\alpha_{\text{Max}})_1 + (\alpha_{\text{Int}})_1 + (\alpha_{\text{Min}})_1 = \frac{3}{2}(1 + h_{\text{NO}}) \quad (\text{Eq 2.41})$$

D'où par association des équations 2.40 et 2.41 :

$$(\alpha_{\text{Max}})_1 \geq \frac{1}{2}(1 + h_{\text{NO}}) \quad (\text{Eq 2.42})$$

Par soustraction de  $(\alpha_{\text{Min}})_2$  et remplacement des  $\alpha$  par leur équivalent en  $h$  (Eq 2.2), on en déduit l'équation 2.43 :

$$(h_{\text{Max}})_1 + (h_{\text{Min}})_2 + 1 \geq 1 + (h_{\text{Min}})_2 \quad (\text{Eq 2.43})$$

Or

$$1 \geq 1 + (h_{\text{Min}})_2 \geq 0 \quad (\text{Eq 2.44})$$

Donc :

$$(h_{\text{Max}})_1 + (h_{\text{Min}})_2 + 1 \geq 1 + (h_{\text{Min}})_2 \geq 0 \quad (\text{Eq 2.45})$$

Ainsi pour une composante homopolaire nulle, la contrainte (Eq 2.39) est validée puisque le  $h_{\text{NO}}$  doit être inférieur à un terme positif (2.45).

Finalement, les solutions 7 et 11 permettent pour une composante homopolaire nulle de satisfaire au confinement dans la période de découpage quelque soit le point de fonctionnement du variateur de vitesse.

### 3.2.3. Contrainte d'imbrication des impulsions

La synchronisation totale est susceptible de générer trois types de positionnement des impulsions (imbrication, chevauchement, et basculement). Nous avons déterminé qu'il était possible d'éliminer les cas de basculement d'impulsions. Il ne reste donc plus que les cas d'imbrication et de chevauchement pour lesquels les cas d'imbrication permettent de minimiser l'ondulation du courant. Or, le dimensionnement du filtre en entrée du variateur de vitesse (l'inductance au plus près de l'AFE principalement) est déterminé, entre autres, pour une ondulation maximale du courant. Il est donc intéressant de maximiser les cas d'imbrication des impulsions générées par le redresseur afin de ne pas avoir à surdimensionner cette inductance vis-à-vis du cas pour lesquels une stratégie à MLI centrée (SPWM<sup>24</sup>) est utilisée.

---

<sup>24</sup> Sinus Pulse Width Modulation

Du fait des synchronisations de toutes les impulsions, les cas d'imbrication n'apparaissent pas à chaque période de découpage. Suivant la solution et le point de fonctionnement envisagé, on peut avoir :

- L'imbrication des impulsions onduleur mais pas celles de l'AFE
- L'imbrication des impulsions de l'AFE mais pas celles de l'onduleur
- Aucune imbrication, c'est-à-dire un chevauchement pour les deux convertisseurs

On désire connaître les cas d'imbrication des impulsions de l'AFE pour lesquels les contraintes de l'ondulation de courant jouent un rôle important sur le THDi. Une première condition à l'imbrication des impulsions de l'AFE est que la plus large de toutes les impulsions soit celle de l'AFE. De nombreux motifs de confinement sont donc éliminés (C1 notamment) et on sait d'ores et déjà que ce critère d'imbrication ne pourra pas être respecté pour tout point de fonctionnement.

- Exemple d'imbrication pour le motif de base B2 :

Considérons le motif de la Figure 2.18 dans le cas d'un confinement dans  $Max_2$  (motif C2). Ce cas est susceptible de permettre une imbrication des impulsions de l'AFE si le convertisseur n°2 est l'AFE. De plus, pour obtenir l'imbrication, deux cas se distinguent pour le motif de base de synchronisation B2 suivant la synchronisation des fronts de tension entre ce motif de base et le motif de confinement C2 :

- soit le FD de  $Int_2$  est synchronisé avec le FD de  $Min_1$  (Figure 2.19.a), on appellera le motif de confinement C2.
- soit le FM de  $Int_2$  est synchronisé avec le FM de  $Max_2$  (Figure 2.19.b), on appellera le motif de confinement C22.

En revanche, les motifs de confinement C1 et C3 ne peuvent pas donner lieu à une imbrication des impulsions de l'AFE. Cette observation est valable quelque soit le motif de base.

Dans le cas du motif de synchronisation constitué de l'association des motifs B2 – C2, il faut que  $(\alpha_{Int})_2 > (\alpha_{Min})_1$  afin d'obtenir un confinement des impulsions du convertisseur n°2. Alors que l'association des motifs B2 – C22, il faut que  $(\alpha_{Int})_2 > (\alpha_{Max})_1$ . Ces conditions se déduisent de la représentation graphique des associations motifs de base – motif de confinement.

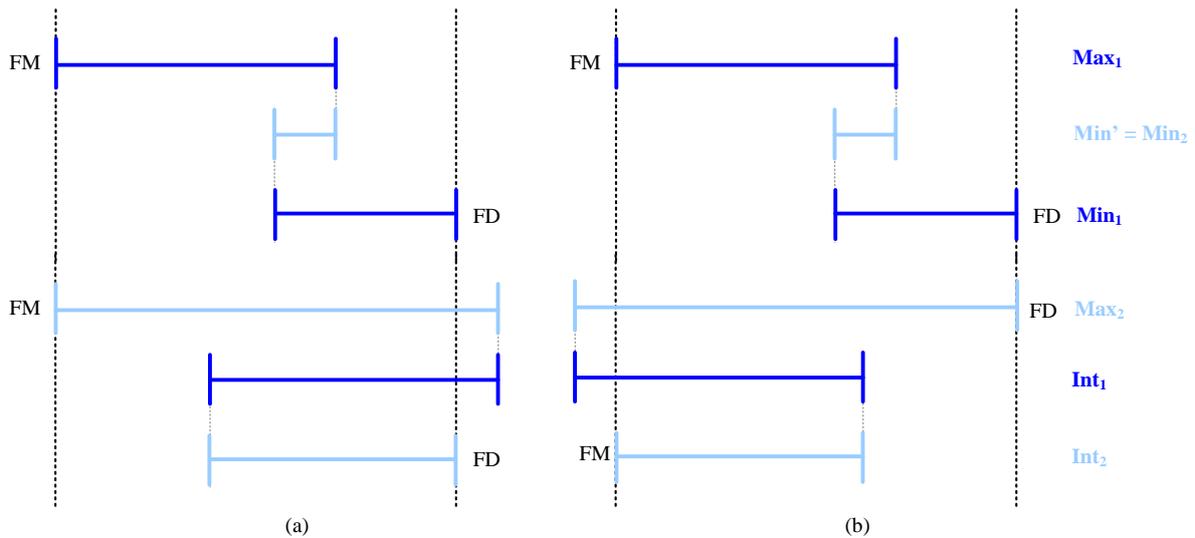


Figure 2.19 : Solutions de synchronisation issues d'un même motif de base

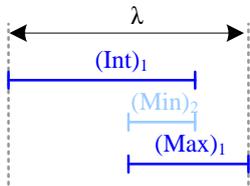
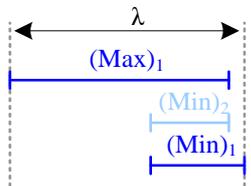
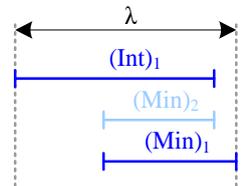
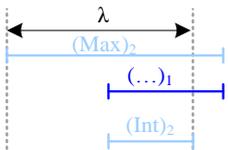
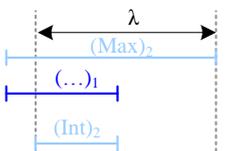
Les conditions d'imbrication des motifs de confinement C2 – C22 pour les motifs de base (B1, B2, B3) est donné au Tableau 2.8.

Tableau 2.8 : Conditions nécessaires et suffisantes pour l'imbrication des impulsions du convertisseur n°2 des motifs de synchronisation issus de l'association d'un motif de base (B1, B2, B3) à un motif de confinement (C2, C22)

		B1	B2	B3
	<b>Hypothèse :</b> $Min' = (Min)_2$			
C2		$(\alpha_{Int})_1 \leq (\alpha_{Int})_2$	$(\alpha_{Min})_1 \leq (\alpha_{Int})_2$	$(\alpha_{Min})_1 \leq (\alpha_{Int})_2$
C22		$(\alpha_{Max})_1 \leq (\alpha_{Int})_2$	$(\alpha_{Max})_1 \leq (\alpha_{Int})_2$	$(\alpha_{Int})_1 \leq (\alpha_{Int})_2$

A partir des conditions nécessaires pour l'imbrication des impulsions du convertisseur n°2 (Tableau 2.8), on déduit les ordonnancements des impulsions permettant cette imbrication pour chacune des différentes solutions de synchronisation totale (Tableau 2.9).

**Tableau 2.9 :** Attribution des ordonnancements de largeur d’impulsions pour l’imbrication des impulsions du convertisseur n°2 des motifs de synchronisation issus de l’association d’un motif de base (B1, B2, B3) à un motif de confinement (C2, C22)

		B1	B2	B3
	<b>Hypothèse :</b> $\text{Min}^{\circ} = (\text{Min})_2$			
C2		Ordre I <sub>2</sub>	Ordre I <sub>2</sub>	Ordre I <sub>2</sub>
		Ordre II <sub>2</sub>	Ordre II <sub>2</sub>	Ordre II <sub>2</sub> ✓
		Ordre III <sub>2</sub>	Ordre III <sub>2</sub> ✓	Ordre III <sub>2</sub> ✓
		Ordre IV <sub>2</sub>	Ordre IV <sub>2</sub>	Ordre IV <sub>2</sub>
		Ordre V <sub>2</sub>	Ordre V <sub>2</sub>	Ordre V <sub>2</sub>
C22		Ordre I <sub>2</sub>	Ordre I <sub>2</sub>	Ordre I <sub>2</sub>
		Ordre II <sub>2</sub>	Ordre II <sub>2</sub>	Ordre II <sub>2</sub> ✓
		Ordre III <sub>2</sub>	Ordre III <sub>2</sub>	Ordre III <sub>2</sub>
		Ordre IV <sub>2</sub>	Ordre IV <sub>2</sub>	Ordre IV <sub>2</sub>
		Ordre V <sub>2</sub>	Ordre V <sub>2</sub>	Ordre V <sub>2</sub>

Tout comme les cas de confinement dans la période de découpage, on identifie les solutions de synchronisation liées à l’association des motifs de confinement et des motifs de base de synchronisation. Cette identification des douze solutions de synchronisation est donnée au Tableau 2.10 pour un confinement dans  $(\alpha_{\text{Max}})_2$ .

**Tableau 2.10 :** Attribution des douze solutions de synchronisation en fonction des motifs de confinement C2 et C22

	B1	B2	B3
C2	Solutions : 9 – 12	Solutions : 1 – 3	Solutions : 7 – 11
C22	Solutions : 4 – 6	Solutions : 8 – 10	Solutions : 2 – 5

Finalement, si l’on se base sur l’utilisation de la solution n°7 qui permet un confinement au sein de la période de découpage à tout point de fonctionnement. Cette solution permettrait une imbrication des impulsions de l’AFE pour deux des dix ordres qui regroupent l’ensemble des points de fonctionnement de l’association onduleur – AFE.

### 3.3. Conclusion de l’étude théorique

Toutes les incertitudes liées à la contrainte de confinement étant levées, le choix d’utilisation des solutions de synchronisation totale peut être réalisé. Ce choix privilégiera les solutions pour lesquelles la contrainte sur la composante homopolaire est la plus faible. De plus, pour une simplification d’implémentation de l’algorithme décisionnel, il serait souhaitable que ce dernier soit composé d’une solution unique. Or, il apparaît que les solutions 1, 2, 3, 4, 5, 6, 8, 9, 10, et 12 demandent une gestion de la composante homopolaire alors que les solutions 7 et

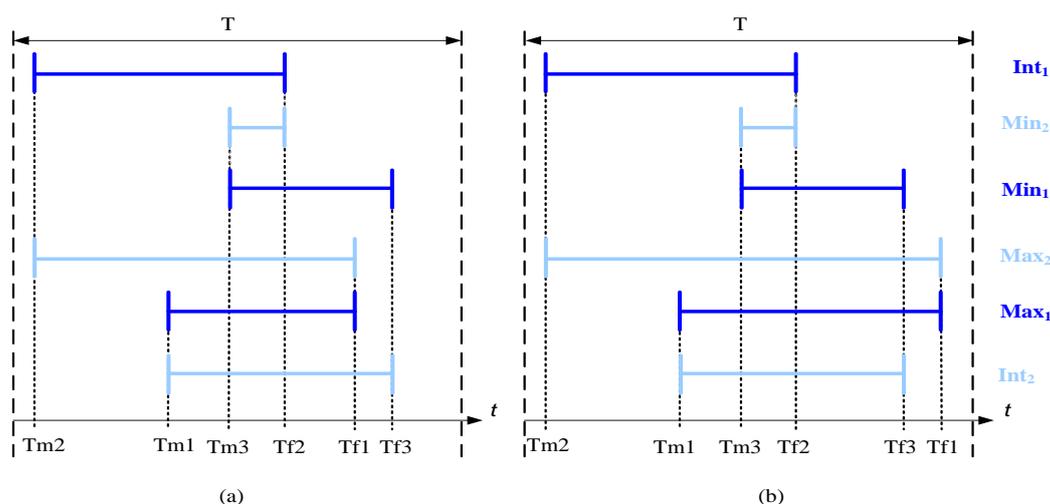
11 permettent, quant à elles, un confinement dans la période de découpage pour une composante homopolaire nulle. Finalement, le choix s'est porté sur la solution 7, même si la solution 11 aurait été tout aussi satisfaisante. De plus, la solution n°7 maximise les cas d'imbrication des impulsions de l'AFE ou de l'onduleur mais pas pour tous les ordres (Tableau 2.4). Ainsi, la minimisation de l'ondulation du courant de l'AFE ne peut être retenue pour le dimensionnement du filtre d'entrée du variateur de vitesse, puisqu'il aurait fallu que ce critère soit applicable pour tous les ordres.

#### 4. Validation de l'algorithme décisionnel

Afin de valider la méthode de synchronisation totale, une comparaison avec une stratégie de modulation à impulsions centrée est réalisée. Pour ce faire, une simulation d'un ensemble AFE – onduleur est effectuée. Le redresseur est alimenté par un réseau 230 V<sub>eff</sub>, 50Hz et le bus continu est régulé à 530V ( $r_{red} = 0.7$ ). La charge de l'onduleur se compose d'un moteur asynchrone consommant 15kW, et est alimentée sous une tension entre phases,  $U_{AB}$ , de 151V<sub>eff</sub> ( $r_{ond} = 0.4$ ) à la fréquence de 20Hz. La fréquence de découpage des deux convertisseurs est fixée à 4kHz. Les temps morts<sup>25</sup> ne seront pas pris en compte pour ces simulations et les commutations seront idéalisées.

##### 4.1. Validation du principe de la synchronisation totale

La méthode de synchronisation totale est mise en œuvre par une MLI intersective et l'utilisation de deux porteuses<sup>26</sup> pour le placement des fronts montants et descendants. Dans le cas d'utilisation de la solution n° 7 et pour une composante homopolaire nulle, deux configurations sont possibles pour le placement des impulsions. Soit toutes les impulsions sont confinées dans la plus grande (Figure 2.20.a). Ce placement est valide pour les ordres II, III, IV, V. Soit les impulsions sont confinées dans une association de trois impulsions (Figure 2.20.b). Ce placement est quant à lui valide pour l'ordre I.



**Figure 2.20 :** Instants de commutation pour un cas de confinement dans l'association de trois impulsions (a) et dans Max (b)

<sup>25</sup> Les temps morts seront abordés au chapitre 3 paragraphe 3.2

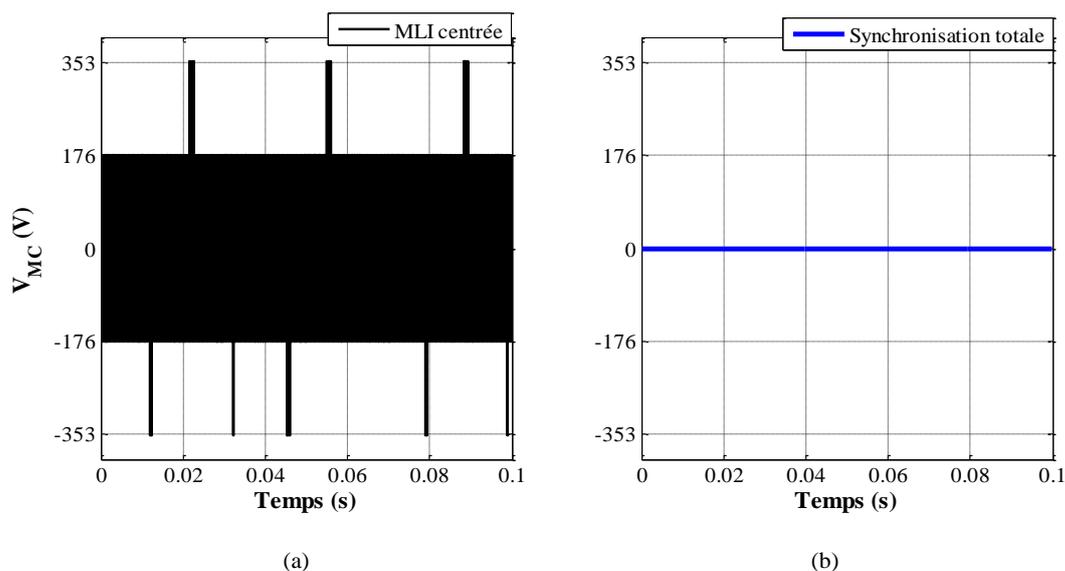
<sup>26</sup> Cf. chapitre 1 paragraphe 3.3.2

Les instants  $T_{m1}$ ,  $T_{m2}$ ,  $T_{m3}$  correspondent aux fronts montants des phases liées à  $Max_1$ ,  $Int_1$ , et  $Min_1$  respectivement. Tandis que les instants  $T_{f1}$ ,  $T_{f2}$ ,  $T_{f3}$  correspondent aux fronts descendants des phases liées à  $Max_1$ ,  $Int_1$ , et  $Min_1$ . Par l'association des fronts de tensions lors de l'utilisation de la solution n° 7, on en déduit l'assignation de  $T_{m1}$ ,  $T_{m2}$ ,  $T_{m3}$  à  $Max_2$ ,  $Int_2$ , et  $Min_2$ . Cependant, le placement de ces différents instants de commutation est à définir. Le tableau 2.5 fournit le calcul de  $T_{m1}$ ,  $T_{m2}$ ,  $T_{m3}$ ,  $T_{f1}$ ,  $T_{f2}$ ,  $T_{f3}$  en fonction du type de confinement (dans une ou trois impulsions) pour l'utilisation de la solution n° 7.

**Tableau 2.11** : Calcul des modulantes pour le placement des impulsions avec utilisation de la solution n°7

Instants de commutation	Front convertisseur n°1	Front convertisseur n°2	Placement pour l'ordre I	Placement pour les ordres II, III, IV, V
$T_{m1}$	FM Max	FM Int	$(\alpha_{Max})_2 T - (\alpha_{Max})_1 T + T_{m2}$	$(\alpha_{Max})_2 T - (\alpha_{Max})_1 T + T_{m2}$
$T_{f1}$	FD Max	FD Max	$T_{m1} - (\alpha_{Max})_1 T$	$T_{m1} - (\alpha_{Max})_1 T$
$T_{m2}$	FM Int	FM Max	$\leq T - [(\alpha_{Int})_1 - (\alpha_{Min})_2 + (\alpha_{Min})_1] T$	$\leq (\alpha_{Max})_2 T$
$T_{f2}$	FD Int	FD Min	$T_{m2} - (\alpha_{Int})_1 T$	$T_{m2} - (\alpha_{Int})_1 T$
$T_{m3}$	FM Min	FM Min	$(\alpha_{Int})_1 T - (\alpha_{Min})_2 T + T_{m2}$	$(\alpha_{Int})_1 T - (\alpha_{Min})_2 T + T_{m2}$
$T_{f3}$	FD Min	FD Int	$T_{m3} - (\alpha_{Min})_1 T$	$T_{m3} - (\alpha_{Min})_1 T$

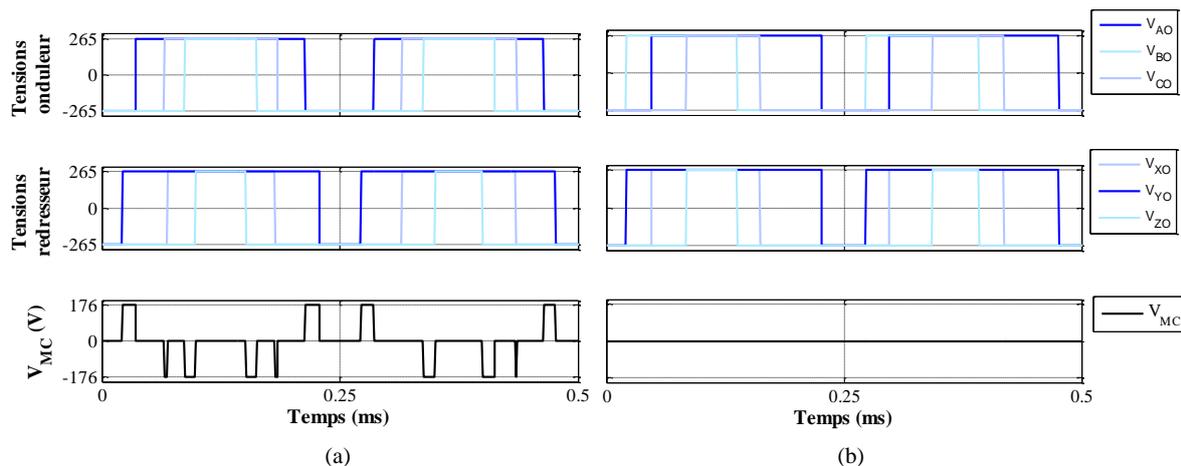
Seul le placement de  $T_{m2}$  est contraint puisqu'il correspond à la première synchronisation, les autres instants de commutation se déduisent par la synchronisation des fronts de tension et la durée des impulsions  $\alpha T$ . Le placement des impulsions étant défini, on peut procéder à la validation de la solution n° 7 pour l'annulation de la tension de mode commun générée par une association AFE – onduleur. La comparaison est faite entre une stratégie de type MLI classique (SPWM) et la ST appliquée aux deux convertisseurs sur une période égale à 100ms. Cette valeur correspond à la plus petite période commune à l'onduleur (20ms) et à l'AFE (25ms) et peut être ainsi vue comme une période globale de fonctionnement du variateur de vitesse.



**Figure 2.21** : Résultats de simulation pour une tension de mode commun obtenue par MLI centrée (a) et par utilisation de la méthode de synchronisation totale (b)

La tension de mode commun générée par la MLI classique peut atteindre une amplitude de  $2E/3$  (Figure 2.21.a) alors que la ST annule complètement la tension de mode commun (Figure 2.21.b) pour les conditions de simulations choisies (fronts de tension idéaux et temps morts inexistant).

L'observation de la tension de mode commun  $V_{MC}$  à chaque période de découpage montre que l'application d'une MLI centrée pour les deux convertisseurs donne lieu à une tension composée de douze variations (Figure 2.22.a). Alors que pour la ST l'ensemble des fronts de tension sont synchronisés (Figure 2.22.b). La ST est ainsi utilisable, au travers de la solution n° 7 à tous points de fonctionnement définis par l'ensemble AFE – onduleur.



**Figure 2.22 :** Zoom sur deux périodes de découpage des tensions de mode commun obtenues par une MLI centrée (a) et par utilisation de la ST (b)

Dans ce cas, l'annulation de la tension de mode commun résultante est purement théorique. En pratique, les commutations des interrupteurs de puissance ( $dv/dt$ ) sont différentes selon le point de fonctionnement et d'autres phénomènes peuvent induire une désynchronisation des fronts de tension qui se traduira par des résidus de commutation. Ces points seront détaillés au chapitre 3, puisque ces imperfections apporteront du contenu spectral à la tension de mode commun. Les avantages de cette méthode sont: une régulation de la tension du bus continu (Figure 2.23.a) et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire de l'AFE (Figure 2.23.b).

Des distorsions sont visibles (Figure 2.23.b) sur le courant de ligne qui sont à l'origine de perturbations basses fréquences qui entraîneront une dégradation du THDi. Cependant, comme cela a été abordé au cours du chapitre 1, ces distorsions sont compensables via l'utilisation d'une méthode prédictive. La ST est donc applicable à un ensemble AFE – onduleur sans porter atteinte à la fonctionnalité essentielle de ce dernier.

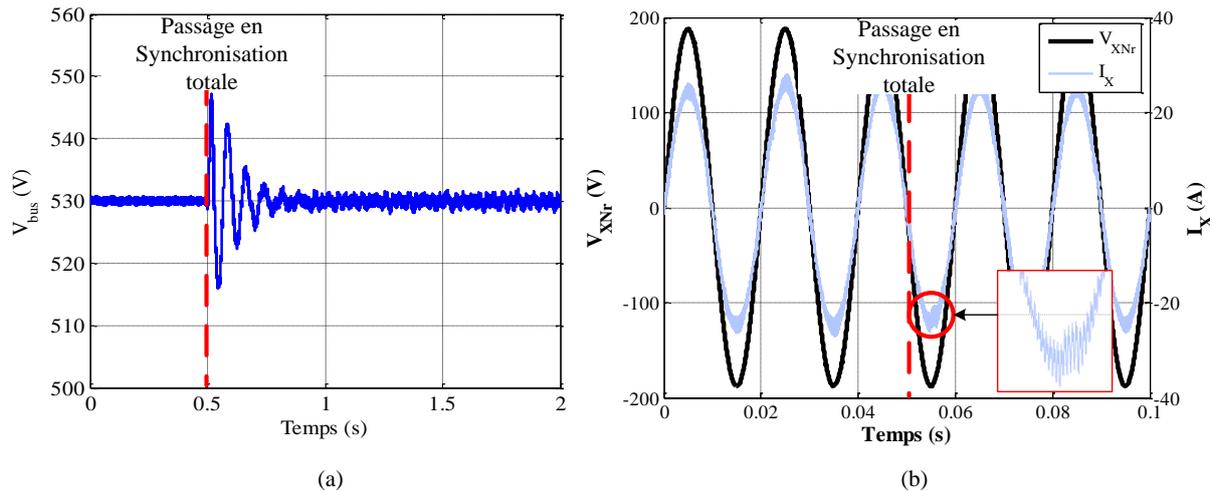


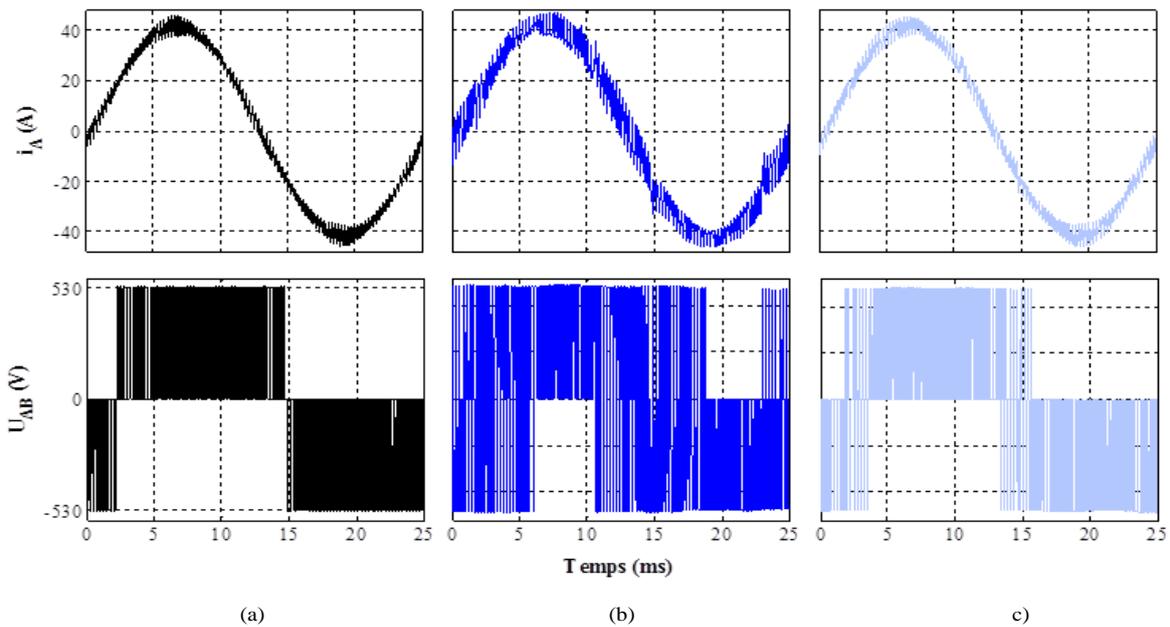
Figure 2.23 : Tension du bus continu (a), tension et courant de ligne (b). (Simulation)

#### 4.2. Justification du choix de confinement des impulsions dans la période de découpage

Dans ce paragraphe, nous allons démontrer l'intérêt du confinement dans la période de découpage de l'ensemble des impulsions synchronisées. Pour ce faire, nous comparerons les courants absorbés par le moteur pour deux solutions de synchronisations :

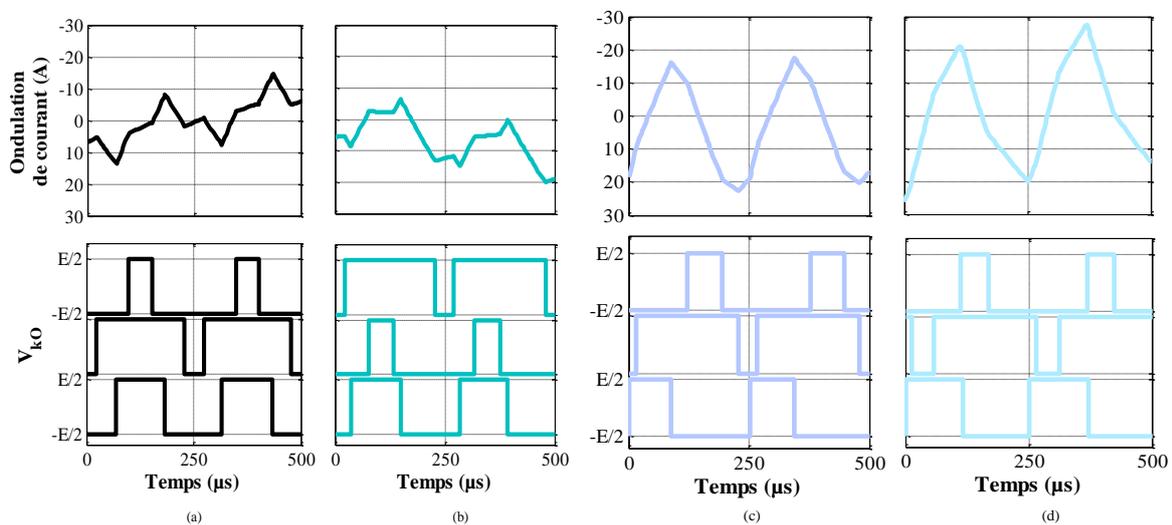
- la solution n°7 pour laquelle nous savons que le confinement pour une composante homopolaire nulle est assuré à tous points de fonctionnement ;
- la solution n°4 pour laquelle nous n'avons pas de certitude d'un confinement dans la période de découpage des impulsions synchronisées.

Avec l'application de la solution n° 4 (Figure 2.24.b), l'ondulation du courant absorbé par le moteur est deux fois plus importante qu'avec la solution n° 7 (Figure 2.24.c). Cette élévation est à mettre en rapport avec l'augmentation de l'excursion de la tension entre phases  $U_{AB}$ . De plus, l'ondulation du courant obtenue avec la solution n° 7 est d'amplitude similaire à celle générée par la SPWM (Figure 2.24.a). Cette observation confirme que le confinement des impulsions dans la période de découpage permet de limiter l'ondulation du courant et valide les développements effectués en section 3.2.



**Figure 2.24 :** Courant et tension entre phases avec utilisation de la SPWM (a), ST + sol. 4 (b) et ST + sol. 7 (c). (Simulation)

En effet, avec l'utilisation de la SPWM, les impulsions liées aux tensions simples  $V_{AO}$ ,  $V_{BO}$ , et  $V_{CO}$  sont imbriquées et centrées (Figure 2.25.a). Dans le cas de notre exemple, ce positionnement limite l'ondulation du courant à  $20A_{\text{crête-crête}}$  et est similaire au cas d'imbrication sans centrage des impulsions (Figure 2.25.b).



**Figure 2.25 :** Ondulation de courant et tension simples délivrées par l'onduleur dans le cas d'impulsions imbriquées et centrées (a) obtenue avec la SPWM, d'imbrication non centrée (b), de chevauchement (c) et de basculement (d) obtenus avec la ST. (Simulation)

Le cas de chevauchement des tensions simples (Figure 2.25.c) engendre, quant à lui, une augmentation de l'ondulation du courant (environ  $35 A_{\text{crête-crête}}$ ). Alors que, pour le cas de basculement (Figure 2.25.d), l'ondulation du courant peut atteindre  $45 A_{\text{crête-crête}}$ , soit plus du

double que dans le cas d'impulsions imbriquées. Le critère de minimisation de l'ondulation du courant est ainsi respecté par le confinement des impulsions dans la période de découpage, et justifie de ce fait son utilisation.

## 5. Conclusion du chapitre

Dans ce second chapitre, a été présentée une stratégie de réduction des variations de la tension de mode commun d'une association redresseur MLI – onduleur par une synchronisation de tous les fronts de tension générés par ces deux convertisseurs. Cette stratégie repose sur l'utilisation d'un degré de liberté offert par la MLI et qui permet le déplacement des impulsions de telle sorte à synchroniser tous les fronts de tension générés par l'onduleur avec ceux du redresseur MLI. Cette stratégie a été ainsi nommée synchronisation totale (ST).

Une étude des degrés de liberté offerts par la méthode de synchronisation totale a permis de mettre en lumière la possibilité de synchroniser des impulsions « positives » et/ou « négatives ». De plus, une multiplicité des solutions de synchronisation existe et un dénombrement a permis d'en identifier douze différentes. Par ailleurs, l'égalité des composantes homopolaires et des fréquences de découpage des deux convertisseurs ont été identifiées comme des prérequis à l'utilisation de la ST. Vis-à-vis d'une stratégie classique, de type MLI centrée (SPWM), pour laquelle ces variables sont indépendantes, l'utilisation de la ST impose de nouvelles contraintes de dimensionnement sur le variateur de vitesse tels que : la tenue en tension des condensateurs du bus continu ou encore le dimensionnement du filtre LCL placé entre le réseau électrique et le variateur de vitesse. Afin de limiter la détérioration apportée par la ST sur l'ondulation du courant, un algorithme décisionnel a été développé dans le but de minimiser cette dernière par un confinement des impulsions dans la période de découpage.

L'algorithme décisionnel ainsi développé est basé sur l'utilisation de l'une des douze solutions qui permettent la synchronisation totale avec comme contrainte le confinement des impulsions dans la période de découpage pour une composante homolaire nulle. Ces choix ont été définis par soucis de facilité d'implémentation de l'algorithme lors de la validation expérimentale. Cet algorithme a permis de valider la possibilité d'une synchronisation totale à tous points de fonctionnement ainsi que l'intérêt du confinement des impulsions au sein de la période de découpage pour la minimisation de l'ondulation du courant (moteur / réseau)

Il faut noter que cette annulation de la tension de mode commun est purement théorique. En pratique, des facteurs extérieurs peuvent entraîner la désynchronisation tel que: les temps morts et les temps des commutations des transistors de puissance... Ces éléments sont à l'origine d'une dégradation prévisible des performances de cette stratégie de modulation. Une étude détaillée de ces aspects sera présentée au chapitre suivant.

## **Chapitre 3 :**

Approfondissement de la stratégie de synchronisation

1.	Influence des imperfections sur la tension de mode commun .....	90
1.1.	L'origine des résidus de commutations : les commutations des transistors .....	91
1.2.	Sensibilité au synchronisme des commutations ( $\Delta\tau$ ) .....	94
1.2.1.	Retards dans la chaîne de commande des transistors .....	96
1.2.2.	Défaut de synchronisme lié à l'établissement du courant dans le canal lors de la mise en condition d'un transistor .....	100
1.3.	Similitude des fronts de tension $dV/dt$ .....	102
1.3.1.	Résidus liés à deux commutations de type transistors vers diode (TD) .....	102
1.3.2.	Résidus liés à une synchronisation des deux types de commutation .....	104
2.	Modélisation réaliste des commutations .....	105
2.1.	Modèles de commutation .....	105
2.1.1.	Modélisation simplifiée des phénomènes de commutation : méthode 1 .....	106
2.1.2.	Modélisation plus fine des phénomènes de commutation : méthode 2 .....	109
2.1.3.	Injection de formes d'onde mesurées : méthode 3 .....	112
2.1.4.	Récapitulatif des différentes méthodes de modélisation des fronts de tension .....	113
2.2.	Comparaison des modèles proposés .....	113
2.2.1.	Deux commutations diode-transistor .....	114
2.2.2.	Deux commutations transistor-diode .....	114
2.2.3.	Une commutation TD et une DT – commutation mixte .....	115
3.	Impact des résidus sur la synchronisation totale .....	117
3.1.	Résidus présents à chaque période de découpage .....	117
3.2.	Effets de la compensation des temps morts .....	119
3.3.	Effets de la charge appliquée au variateur de vitesse .....	121
4.	Voies d'optimisation du contenu spectral de la tension de mode commun .....	123
4.1.	Augmentation des vitesses de commutation .....	123
4.2.	Maximisation des résidus DT – DT .....	127
4.3.	Optimisation de la symétrie des résidus de commutations .....	130
5.	Conclusion du chapitre .....	132

La stratégie de modulation proposée permet la réduction des perturbations électromagnétiques de mode commun par une synchronisation totale de l'ensemble des fronts de tension issus du redresseur MLI et de l'onduleur. En électronique de puissance, pour des raisons de temps de calcul et de convergence des simulations, on peut être amené à utiliser des modèles idéalisés des composants de puissance ce qui génère des tensions (et des courants) découpées idéalement (commutations instantanées). Dans le cas de la synchronisation totale, cette représentation des fronts de tension n'est pas suffisante puisque, dans ce cas, la tension de mode commun générée par le variateur de vitesse serait nulle ( $-\infty$  en dB $\mu$ V). Alors que, en réalité, du fait des commutations imparfaites des transistors, deux fronts de tension synchronisés donneront naissance à un « résidu » de commutation. La modélisation des résidus de commutations et par extension des commutations elles-mêmes, est donc nécessaire pour une évaluation réaliste des gains apportés par la méthode de synchronisation totale proposée. Au cours de ce chapitre, lorsqu'il sera fait état des commutations, ces dernières seront représentées par des fronts montants. Malgré tout, une modélisation des fronts descendants a aussi été réalisée en se basant sur la même approche de modélisation que les fronts montants.

Une première partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude des mécanismes mis en jeu lors de la commutation des tensions par les transistors dans le but d'identifier les résidus générés lors de synchronisations. De plus, différents facteurs d'une désynchronisation des fronts de tension seront présentés (temps morts, *jitter* des circuits de commande des transistors ...).

Dans une seconde partie, différentes méthodes de modélisation des commutations seront présentées et une validation de ces différents modèles sera fournie. La validation sera faite principalement par rapport à un modèle réaliste obtenu par une injection des tensions de commutation mesurées expérimentalement.

Dans les deux dernières parties, les différents modèles seront appliqués dans le cadre de la synchronisation totale et comparés au modèle avec injection de fronts de tension. La sensibilité de la stratégie de modulation permettant une synchronisation totale (ST) vis-à-vis de la présence des temps morts et de la charge utilisée pour le variateur de vitesse sera étudiée. De plus, des voies d'optimisation des résidus de commutations pour la synchronisation totale sont proposées.

### **1. Influence des imperfections sur la tension de mode commun**

Comme nous l'avons vu au chapitre 1, au cours de la commutation des transistors, différentes phases ont lieu. La commutation des transistors n'est donc pas instantanée et sera à l'origine d'imperfections lors de l'application de la méthode de ST. Or, l'étude par simulation des stratégies de modulation (SPWM et ST) est réalisée jusqu'alors avec des modèles de composants idéaux. Dans le cas de la ST, l'utilisation des composants idéaux réduirait la tension de mode commun à zéro, d'où un contenu harmonique qui tendrait vers  $-\infty$  s'il était exprimé en dB $\mu$ V. Cette valeur n'est cependant pas représentative de la réalité car les commutations des transistors ne sont pas instantanées. Ainsi, les variations de tension devront

respecter les phénomènes physiques liés aux différents types de commutation vus au chapitre 1.

### 1.1. L'origine des résidus de commutations : les commutations des transistors

Dans ce paragraphe, la commutation d'un transistor sera représentée dans un premier temps par de simples droites. Cette linéarisation permettra de mettre en avant les principaux phénomènes à l'origine des différences d'une commutation à l'autre. Si l'on prend le bras X du redresseur MLI (AFE) possédant à ses bornes par une tension  $E$  (Figure 3.1), pour un même ordre de commande envoyé aux transistors, la variation de la tension  $V_{XO}$  résultante diffère selon la valeur du courant  $i_X$ .

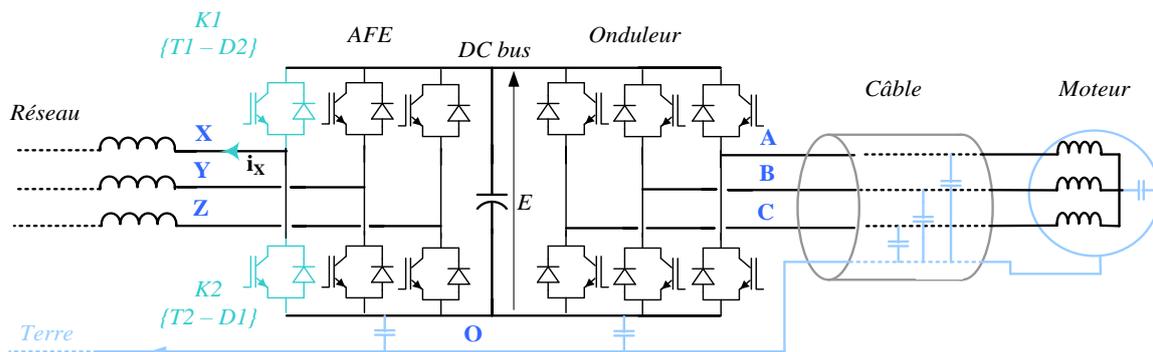


Figure 3.1 : Représentation d'un variateur de vitesse à redresseur MLI

En effet, suivant le sens du courant  $i_X$ , les composants semiconducteurs de puissance (T1, T2, D1, D2) qui se mettent à conduire ne seront pas les mêmes. Ainsi, pour un même ordre de commande logique (issu du microcontrôleur), on peut assister soit à la commutation d'un transistor vers une diode soit à la commutation d'une diode vers un transistor. Par exemple, pour commuter le courant de l'interrupteur K2 à K1, la tension n'évolue qu'après une durée égale au temps mort si le courant est positif (Figure 3.2.b). Cette évolution de la tension se fait avec un  $dV/dt$  invariant en fonction du courant commuté. En revanche, l'instant exact à partir duquel il y a variation de la tension dépend de la valeur du courant par l'établissement du courant dans le canal du transistor [Idir2006]. Une fois seulement que ce courant est établi, la tension aux bornes de T1 se met à chuter et entraîne par effet de complémentarité, la montée de  $V_{XO}$ . On parle alors de commutation Diode vers Transistor **DT**. Tandis que si le courant est négatif, la tension évolue immédiatement et sa pente dépend fortement de la valeur du courant (Figure 3.2.a). On parle alors de commutation Transistor vers Diode **TD**. Ainsi, une synchronisation de type TD-DT génère systématiquement un résidu de la durée du temps mort qu'il est cependant possible de compenser [Xuning2013]. Au final, les commutations d'un bras, qu'elles soient DT ou TD, ont des effets différents sur l'évolution de la tension  $V_{XO}$ .

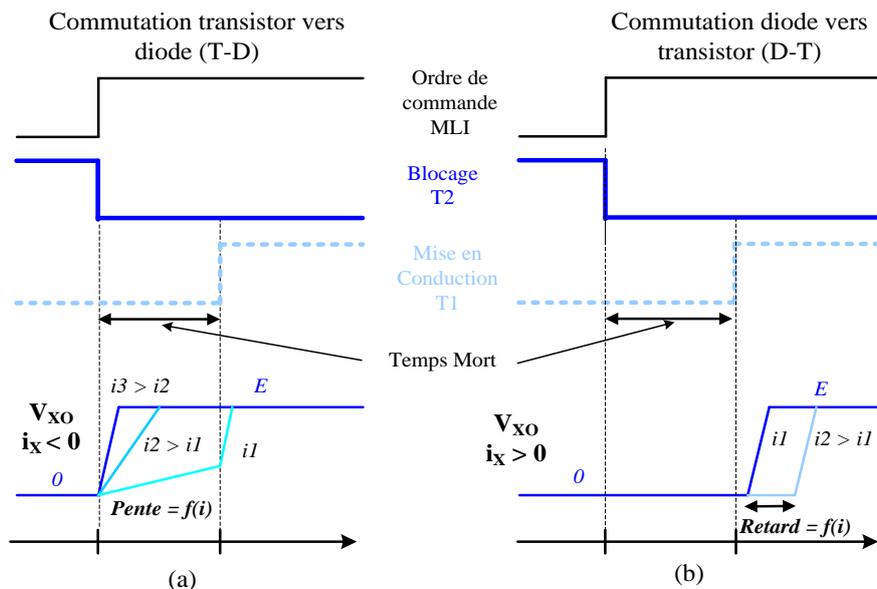


Figure 3.2 : Représentation simplifiée des différents types de commutation

Parmi les commutations transistor vers diode, certaines, soumises à de faibles courants commutés ( $i1$  à la Figure 3.2.a), sont tellement lentes qu'à la fin du temps mort, la tension du bus continu  $E$  n'est toujours pas atteinte. La mise en conduction de T1 va imposer la tension du bus aux bornes de T2 (Figure 3.3) et se traduira par une variation rapide de la tension aux bornes de T2 (transistor complémentaire à T1).

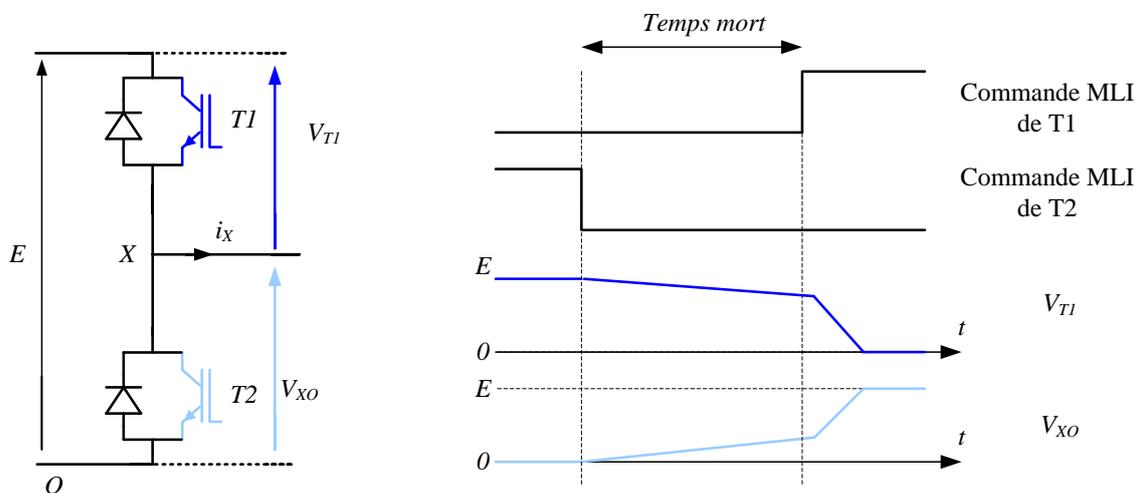


Figure 3.3 : Commutations TD de durée supérieure au temps mort – commutations à deux pentes lorsque  $i_x$  est faiblement négatif

Il est donc possible de déterminer, suivant le signe du courant commuté et l'ordre de commande donné, à quel type de commutation on aura à faire. Ces cas sont donnés au Tableau 3.1.

**Tableau 3.1 :** Type de commutation en fonction du signe du courant et de l'ordre de commande logique appliqué à T1

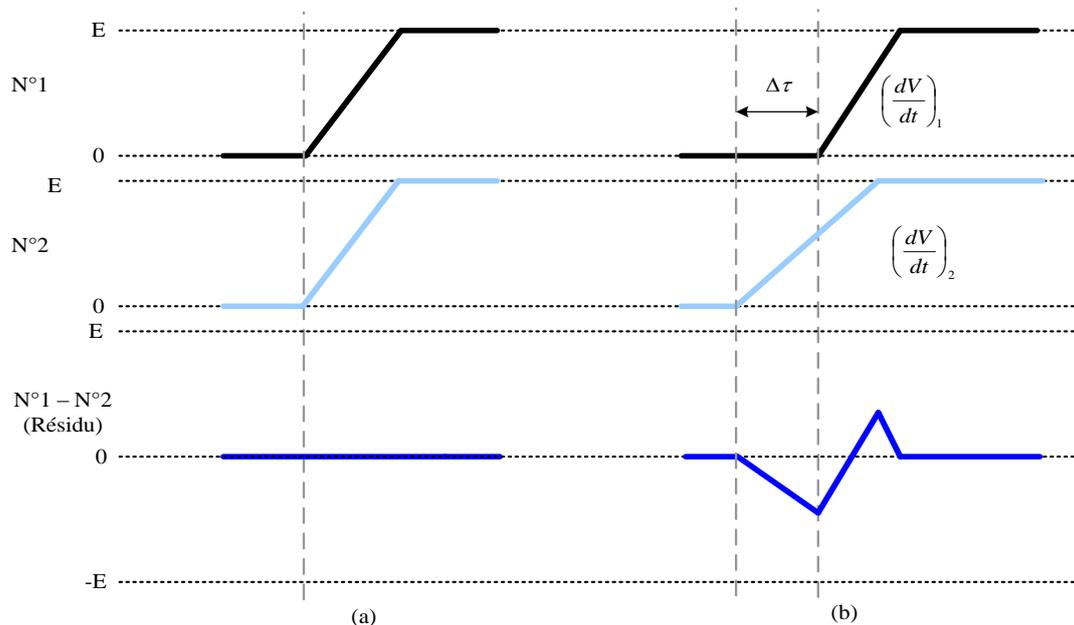
Ordre de commande appliqué à T1	$i_{out} > 0$	$i_{out} < 0$
	Commutation diode vers transistor : <b>DT</b>	Commutation transistor vers diode : <b>TD</b>
	Commutation transistor vers diode : <b>TD</b>	Commutation diode vers transistor : <b>DT</b>

La synchronisation de ces deux types de commutation est à l'origine de trois types de résidus que l'on nommera par la suite :

- DT – DT pour la synchronisation de deux commutations de type diode vers transistor
- TD – TD pour la synchronisation de deux commutations de type transistor vers diode
- TD – DT (ou DT – TD) pour la synchronisation des deux types de commutations, par la suite ces résidus seront qualifiés de *mixtes*.

Remarquons que les résidus TD – DT sont soumis à l'influence du temps mort. Ces derniers subdivisent les résidus en deux sous types suivant la compensation ou non du temps mort. Une étude spécifique de ces résidus des commutations sera présentée au paragraphe 1.2.1.

Dans le cas de commutations parfaitement synchronisées, sous réserve de fronts de tension linéarisés (des droites) et identiques, la résultante serait un résidu égal à zéro (Figure 3.34.a). En revanche, avec la prise en compte des différents phénomènes physiques inhérents à la commutation des transistors, les résidus générés ne sont pas nuls (Figure 3.34.b)



**Figure 3.4 :** Résidus issu des commutations parfaitement synchronisées (a), et de commutations quelconques (b)

Les résidus de commutations sont liés à deux phénomènes :

- Des défauts de synchronisme :  $\Delta\tau$
- Des fronts de tension différents :  $dV/dt$

Ces points seront étudiés dans les sections suivantes.

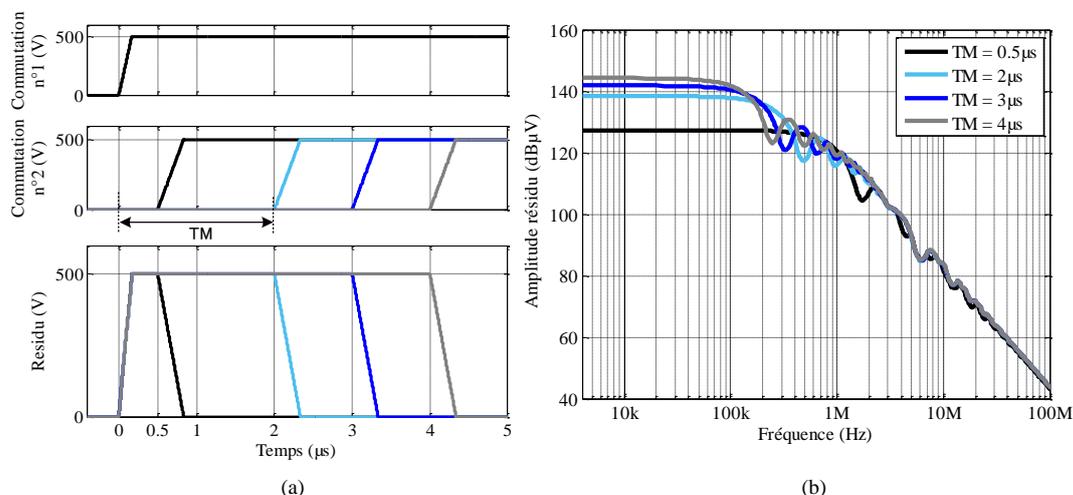
Par ailleurs, l'étude dans le domaine fréquentiel d'une commutation seule est impossible, car il ne s'agit pas d'un signal périodique (amplitude différente entre le début et la fin de la commutation). En revanche, un résidu peut se répéter d'une période de découpage à l'autre (Figure 3.4.b), il est donc possible d'effectuer une transformée de Fourier d'un résidu de commutation. Dans les sections qui suivront, les résidus seront étudiés sur une fenêtre de 250 $\mu$ s qui correspond à la période de découpage choisie pour le variateur de vitesse étudié.

## 1.2. Sensibilité au synchronisme des commutations ( $\Delta\tau$ )

Des délais entre les ordres de commande issus du microcontrôleur et la commutation effective des transistors peuvent subvenir. C'est le cas, entre autre, des temps morts et de la non-homogénéité des retards dans la chaîne du circuit de commande des transistors. Par la suite, les commutations, à l'origine des résidus, seront issues de deux convertisseurs, numérotés 1 et 2 afin de simplifier l'étude des résidus de commutations. Dans le cas de la ST, les convertisseurs 1 et 2 correspondent à l'onduleur et à l'AFE.

### 1.2.1. Influence des temps morts sur les résidus

Les temps morts sont des délais appliqués entre deux commandes complémentaires d'un seul bras. L'objectif étant de ne jamais se trouver dans un cas où les deux transistors complémentaires sont mis en conduction simultanément (Figure 3.2.b). Ce cas aurait pour conséquence un court-circuit des condensateurs du bus continu et la destruction des transistors. Typiquement, pour les applications liées à la variation de vitesse, les temps morts,  $TM$ , valent quelques microsecondes.



**Figure 3.5 :** Représentation temporelle des résidus mixtes avec et sans temps morts (a) et analyse fréquentielle pour différent  $TM$  (b)

Lors de synchronisation de fronts de tension, les temps morts sont à l'origine d'un délai entre les commutations de type TD et DT (Figure 3.2). Ce délai se traduit par un résidu dont la largeur est égale au temps mort (Figure 3.5.a). La Figure 3.5.b montre la représentation fréquentielle des résidus de la Figure 3.5.a. Entre 4kHz et plusieurs centaines de kilohertz, la réduction des temps morts permet une réduction des niveaux des perturbations. Dans le cas considéré, au-delà de  $2\mu\text{s}$ , la valeur du temps mort influence très peu le niveau de la perturbation (Figure 3.5.b). Nous verrons par la suite que ce type de résidus est le plus impactant sur le contenu spectral de la tension de mode commun car leur durée est généralement supérieure à celle des autres résidus. Les temps morts sont néanmoins compensables comme par exemple par la connaissance du signe du courant commuté (positif ou négatif).

- Pour un courant de signe positif (basé sur la convention du signe du courant adoptée à la Figure 3.3), T1 impose la tension  $V_{XO}$ . Il faut donc pour obtenir des commutations aux instants  $t_{x1}$  et  $t_{x2}$ , que l'ordre de commande de mise en conduction (0 à 1) soit avancé de la durée du temps mort (Figure 3.6.a).
- Alors que pour un courant de signe négatif, T2 impose la tension  $V_{XO}$ . Le maintien des commutations aux instants  $t_{x1}$  et  $t_{x2}$ , nécessite donc que l'ordre de commande de blocage (1 à 0) soit avancé de la durée du temps mort (Figure 3.6.b).

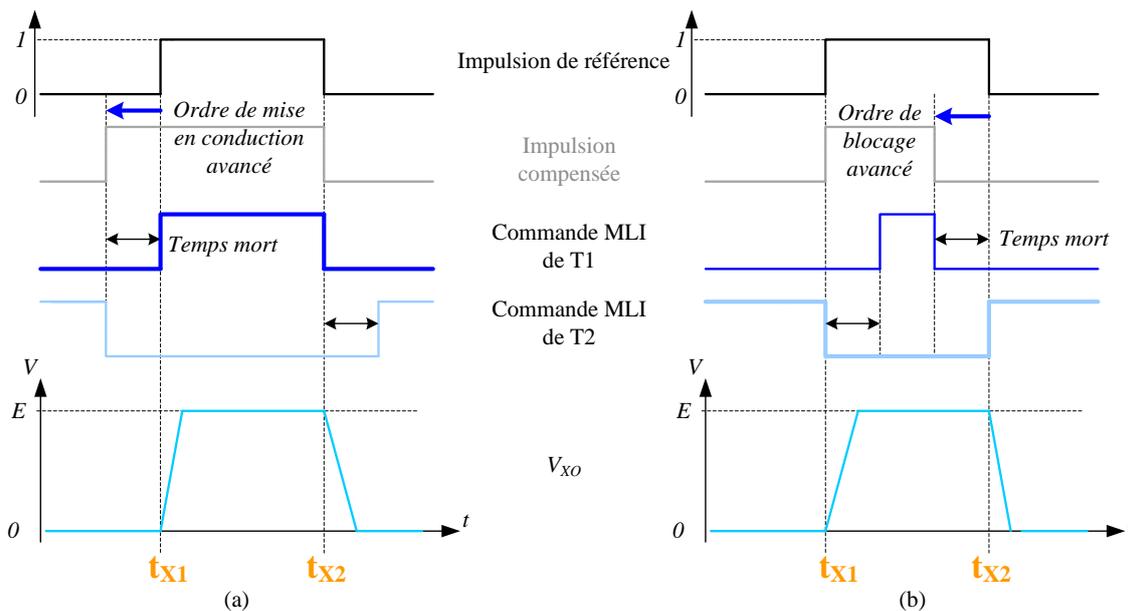


Figure 3.6 : Compensation des temps morts pour un courant de phase  $i_x$  positif (a) et négatif (b)

En réalité, la mesure du courant sur laquelle s'appuie la compensation des temps morts est généralement réalisée en début de période de découpage. La raison principale étant de limiter la charge de calculs appliquée au microcontrôleur. De ce fait, la détermination du signe du courant au passage par zéro de ce dernier est incertaine. Il en résulte une compensation imparfaite des temps morts<sup>27</sup> [JongW1996].

<sup>27</sup> Cf. chapitre 3 paragraphe 3.2

### 1.2.2. Retards dans la chaîne de commande des transistors

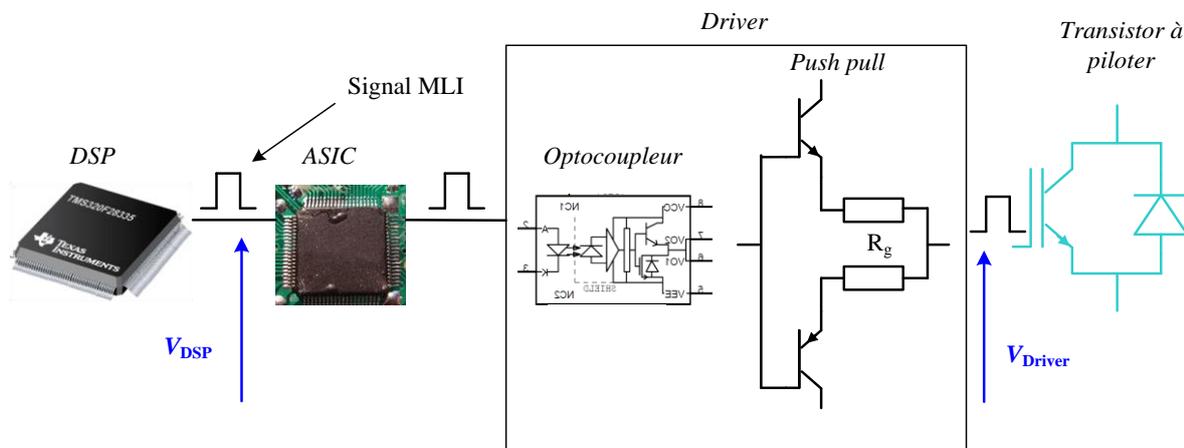
Outre les temps morts, d'autres délais peuvent apparaître entre le microcontrôleur, qui génère les ordres de commande des transistors ; et la mise en conduction (ou le blocage) des transistors. Dans le cadre de cette thèse, cette étude est effectuée pour un variateur de vitesse de la gamme ATV71 : 15kW – 400V de Schneider-Electric. La chaîne de commande de ce dernier est composée de :

- un ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*) pour la protection du variateur de vitesse,
- un optocoupleur pour l'isolation électrique de la commande par rapport à la puissance (commutation des transistors),
- un étage push-pull pour la commande de grille des transistors.

La commande est réalisée à l'aide d'une carte de contrôle développée au sein de Schneider Electric. Elle permet notamment :

- une connectivité avec les variateurs de vitesse ATV 71,
- une puissance de calcul permettant l'implémentation de lois de commande sophistiquées : un DSP (*Digital Signal Processor*).

Une représentation simplifiée de cette structure est donnée Figure 3.7.

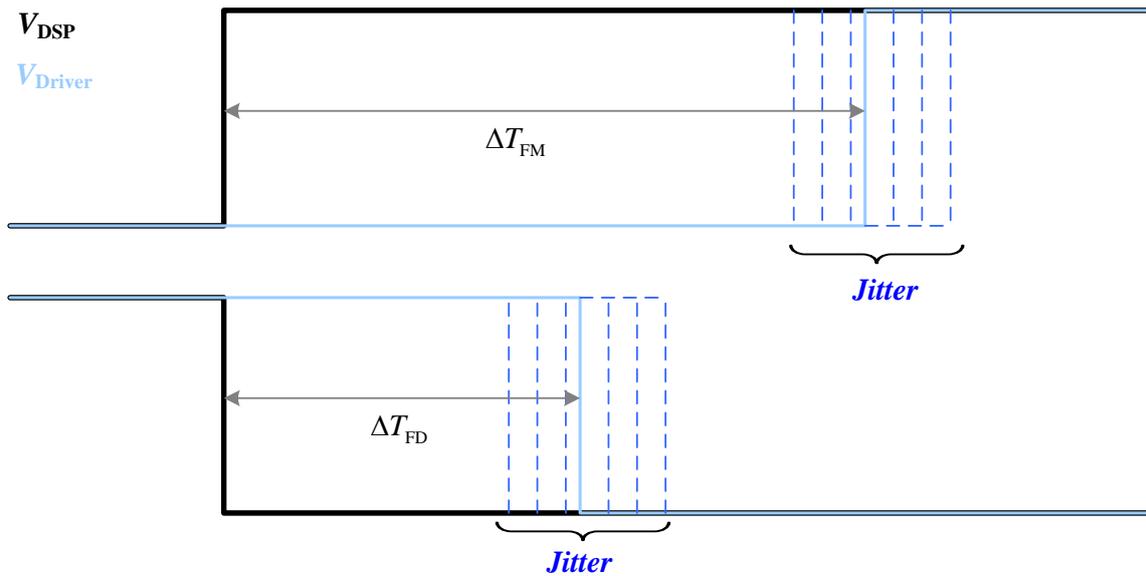


**Figure 3.7 :** Représentation simplifiée de la chaîne de commande des transistors

Les différents éléments présents au sein de cette chaîne de commande vont introduire différents retards.

- D'une part des délais variables qu'il ne sera pas possible de compenser. Ces délais sont dus *au jitter* essentiellement présent au niveau des drivers<sup>28</sup> (Figure 3.8).
- D'autre part des retards sont liés aux délais de propagation dans cette chaîne de commande. Ces délais peuvent être différents selon que l'ordre de commande soit un front montant FM ou un front descendant FD. Mais ces ordres de commande sont fixes et donc compensables.

<sup>28</sup> Une minimisation du jitter est possible par le choix du circuit de commande rapprochée (driver) utilisé.



**Figure 3.8 :** Représentation des retards pouvant subvenir sur la chaîne de commande des transistors

Une quantification de ces délais est donnée dans les paragraphes suivants, pour le dispositif expérimental utilisé lors de la validation expérimentale de la méthode de synchronisation totale.

#### 1.2.2.1. Défauts de synchronisme liés au jitter des drivers

Les optocoupleurs<sup>29</sup> sont à l'origine d'un retard fluctuant des ordres de commande aussi connu sous le nom de *jitter*. Il se traduit par un retard variable entre l'entrée et la sortie de l'optocoupleur de la carte de commande rapprochée. Le jitter peut se caractériser par :

- La plage de variation qui correspondra, dans notre cas, à la variation maximale du retard en sortie d'optocoupleur
- La probabilité de présence qui correspond au nombre de fois qu'un retard de durée comprise dans un intervalle donné se présentera par rapport au nombre total de commutations.

Ces deux aspects du jitter doivent être caractérisés pour en évaluer l'impact sur la synchronisation des fronts de tension

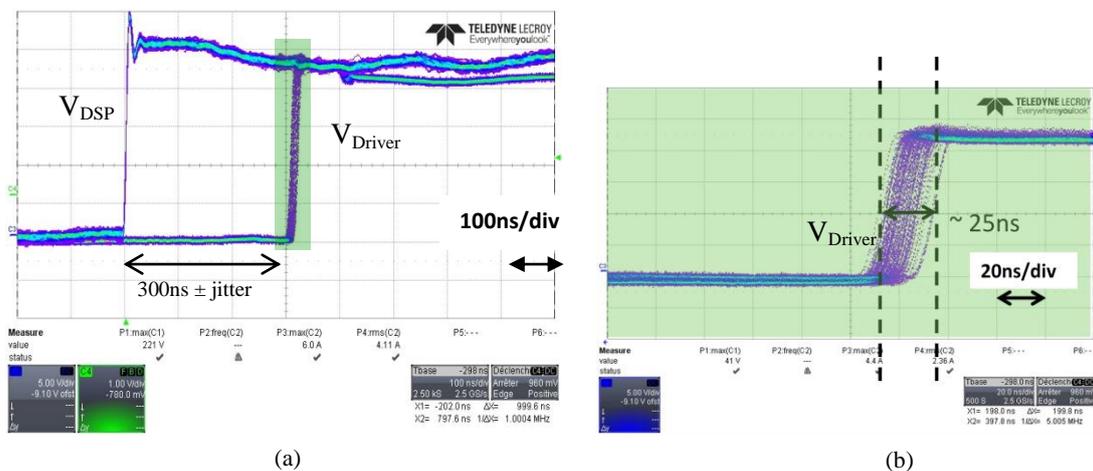
**Plage de variation du Jitter :** Dans le but d'étudier l'impact du jitter sur la qualité des synchronisations réalisées, une variation paramétrique de la plage maximale de jitter a été réalisée. Des simulations ont été effectuées pour des commutations toutes égales à 1.5kV/μs. La désynchronisation des commutations est réalisée par un délai fluctuant correspondant à une plage de variation du jitter. Les résultats de cette analyse sont donnés au Tableau 3.2.

<sup>29</sup> Référence des optocoupleurs utilisés : HCNW3120 (fabricant : AVAGO).

**Tableau 3.2 :** Effet de la variation du jitter uniquement

Plage de variation du jitter	$\pm 5\text{ns}$	$\pm 50\text{ns}$	$\pm 100\text{ns}$	$\pm 200\text{ns}$	$\pm 400\text{ns}$	$\pm 800\text{ns}$
Niveau de perturbations à 150kHz	62dB $\mu\text{V}$	74dB $\mu\text{V}$	79dB $\mu\text{V}$	85dB $\mu\text{V}$	92dB $\mu\text{V}$	97dB $\mu\text{V}$

Un jitter élevé entraîne une dégradation des performances du contenu spectral des fronts de tension synchronisés (+35dB $\mu\text{V}$  pour un jitter 160 fois plus important). Le niveau de jitter est imposé par le driver (optodriver) utilisé. Ainsi, pour améliorer les performances des stratégies de réduction de la tension de mode-commun, il faut choisir des drivers avec un faible jitter. Pour cela, la mesure doit être faite à partir d'un point pour lequel il n'y a pas d'effet de jitter. Pour cette raison, le choix s'est porté sur la sortie du DSP ( $V_{\text{DSP}}$ ), à partir de laquelle on mesure le délai entre l'ordre de commande logique et la tension en sortie du driver ( $V_{\text{Driver}}$ ) (Figure 3.7). Cette mesure est réalisée avec deux sondes différentielles (ADP 305 Lecroy©) et les résultats sur la plage de variation du jitter sont donnés Figure 3.9.b.

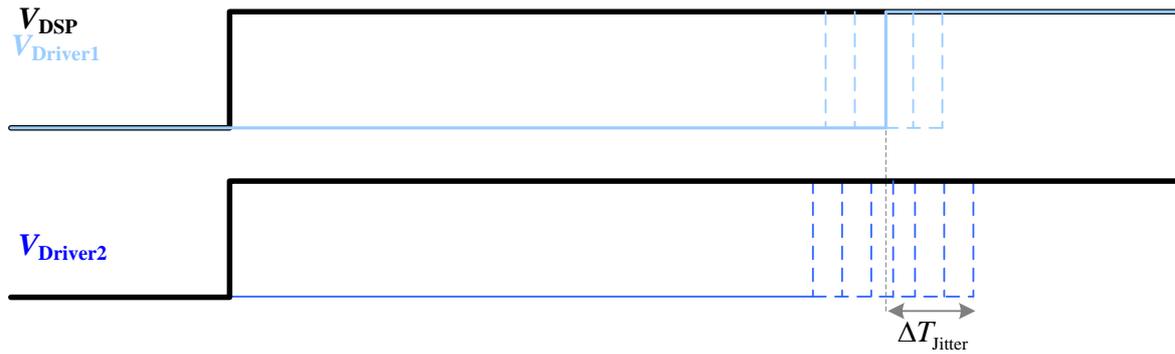


**Figure 3.9 :** Mesure du Jitter (a) et zoom sur la plage de variations (b)

La mesure a été réalisée avec un oscilloscope en mode persistance. Le résultat obtenu nous donne une plage de variation du jitter des cartes utilisées estimée à 25 nanosecondes.

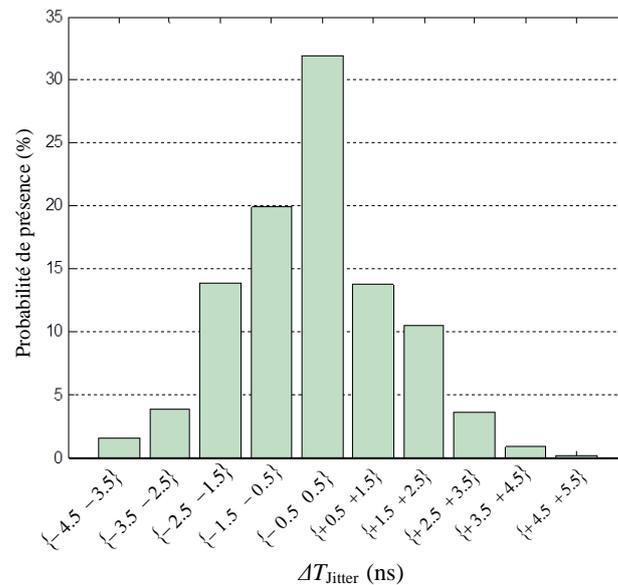
**Probabilité de présence :** L'évaluation de la probabilité de présence du jitter permettra de déterminer la proportion des défauts de synchronismes entre les commutations. Dans le cas du variateur de vitesse utilisé dans cette thèse, une évaluation de la densité de présence a été réalisée. Pour ce faire, un même signal logique issu d'un DSP est appliqué à deux optocoupleurs. La différence entre les délais de transmission de chaque optocoupleur est mesurée<sup>30</sup>.

<sup>30</sup> *Matériel de mesure :* 3 sondes passives Lecroy© (1:10, 300V<sub>RMS</sub>) avec retards entre les sondes déterminés :  $\Delta T_{\text{Sondes1} \rightarrow 2} < 1\text{ns}$  Et  $\Delta T_{\text{Sondes1} \rightarrow 3} < 1\text{ns}$ .



**Figure 3.10** : Défauts de synchronisme occasionnés par le jitter  $\Delta T_{\text{Jitter}}$

Ainsi, la différence des retards  $\Delta T_{\text{Jitter}}$  mesurée pour de nombreux essais permet d'obtenir une bonne estimation de la densité de présence du retard dans les optocoupleurs. Les résultats statistiques<sup>31</sup> de la densité de présence du jitter entre deux optocoupleurs sont donnés à la Figure 3.11.



**Figure 3.11** : Probabilité de présence du jitter en fonction du défaut de synchronisme  $\Delta T_{\text{Jitter}}$

L'écart relatif  $\Delta T_{\text{Jitter}}$  prend une forme qui s'apparente à une gaussienne qui concentre plus de 90% de la fluctuation liée au jitter dans une plage inférieure à 2ns. Le jitter, reste au final très faible et ne devrait pas influencer la synchronisation des commutations dont la durée est supérieure à plusieurs centaines de nanosecondes. La réduction du jitter ne semble donc pas nécessaire, mais pourrait le devenir pour des optocoupleurs à jitter élevé et/ou l'utilisation de transistors à commutation rapide à base de carbure de silicium ou de nitrure de galium pour lesquels les durées de commutation peuvent être inférieures à 10ns.

<sup>31</sup> Plus de 700 mesures sont réalisées pour cette évaluation

### 1.2.2.2. Délais de propagation

D'autres retards entre commande logique et la commutation des transistors introduisent un délai de propagation dans la chaîne de commande des transistors. Ce délai peut être lié :

- Aux délais de propagation dans les drivers  $\Delta T_{FM}$ ,  $\Delta T_{FD}$
- Valeurs des composants passifs tels que les résistances de grilles qui peuvent être différentes pour les commutations TD et DT.
- Tolérance des composants passifs.
- Alimentation des *grilles* des transistors à différents niveaux de tension.

Ces différents éléments vont entraîner, s'ils ne sont pas parfaitement identiques, des retards de propagation disparates mais fixes entre les différents types de commutation de chaque transistor du variateur de vitesse. Ces délais de propagation peuvent néanmoins être compensés pour améliorer la qualité des synchronisations<sup>32</sup> moyennant une caractérisation au préalable.

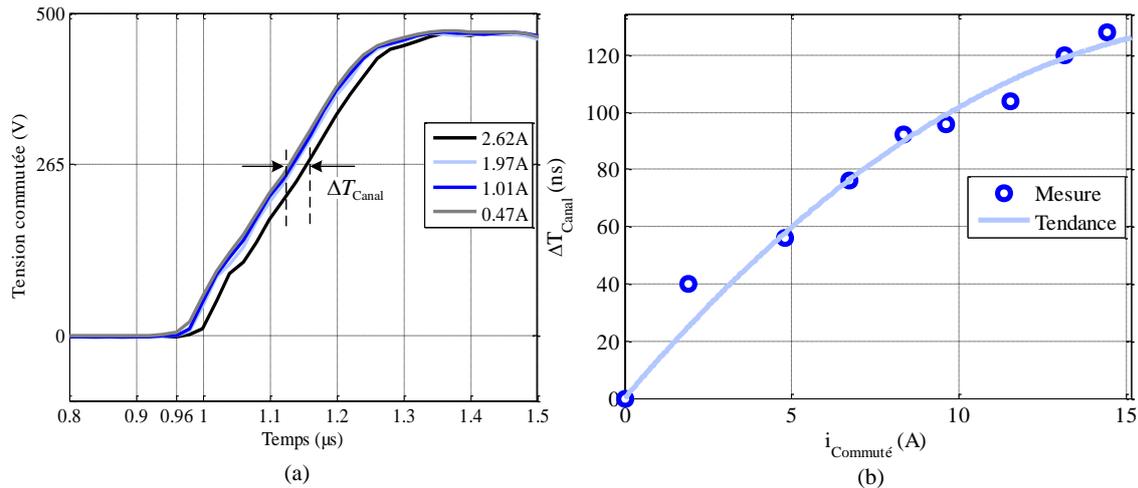
### 1.2.3. Défaut de synchronisme lié à l'établissement du courant dans le canal lors de la mise en condition d'un transistor

Entre l'ordre de mise en conduction d'un transistor (ordre logique) et la variation de la tension aux bornes du transistor (commutation DT), vient se rajouter aux retards décrits précédemment, un délai correspondant à l'établissement du courant dans le canal du transistor. Ce délai peut être considéré proportionnel à l'amplitude du courant à commuter. Un exemple de cette évolution issu de mesures pour un module de puissance à IGBT (39AC126V2 de chez Semikron©) utilisé lors de la validation expérimentale est donné Figure 3.12.b. Malgré la présence manifeste d'incertitudes de mesure, cette évolution est semblable à un polynôme du second ordre qui représente l'évolution théorique de l'établissement du courant dans le canal d'un transistor [Yawei2014].

Ce retard va être à l'origine des désynchronisations entre deux commutations de type DT qui va varier en fonction des niveaux de courants commutés. Ainsi, au même titre que le *jitter*, ces retards vont impacter sur la qualité des synchronisations réalisées. Pour étudier ce phénomène, une variation paramétrique de ce retard des commutations de type DT (Figure 3.12.a) est réalisée pour des commutations toutes identiques (1,5kV/ $\mu$ s). Les résultats de cette étude sont donnés pour des retards compris entre 10 et 300ns<sup>33</sup>. La tension commutée est égale à 500V.

<sup>32</sup> Dans le cadre de la validation expérimentale, une compensation de ces délais sera proposée au chapitre 4.

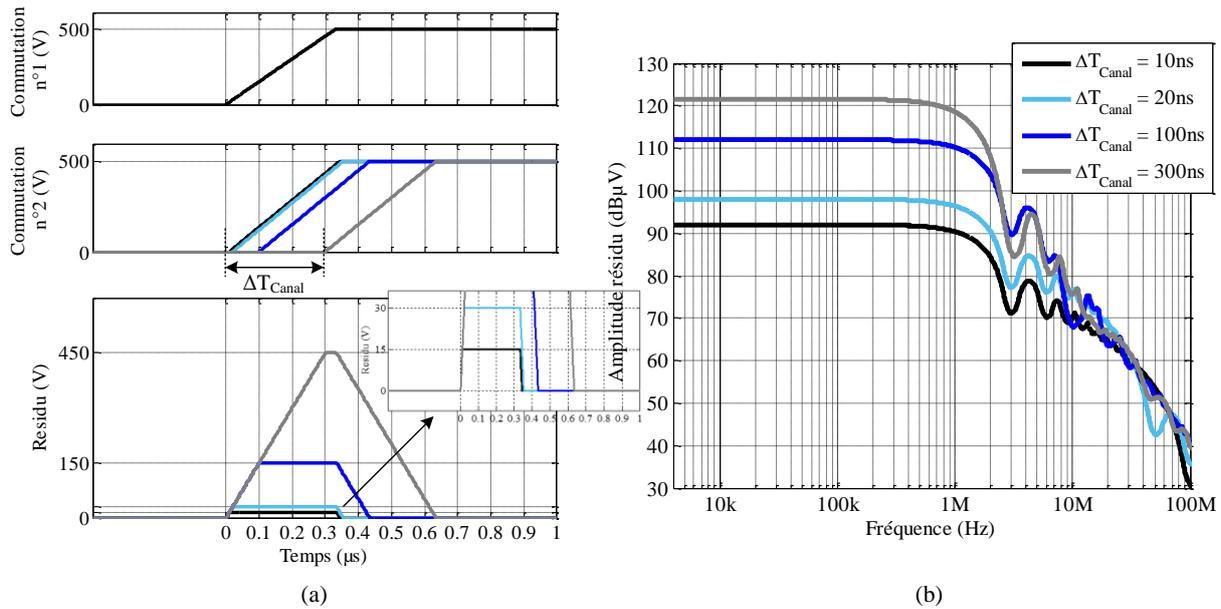
<sup>33</sup> En pratique, les retards mesurés sont au maximum égaux à 80ns, mais afin de rendre l'étude la plus exhaustive possible, la plage de variation des délais est augmentée à 300ns.



**Figure 3.12 :** Commutation DT pour différents courants commuté (a) et retard  $\Delta T_{\text{Canal}}$  lié à l'établissement du courant dans le canal du transistor en fonction du courant commuté (b)

Plus le retard relatif,  $\Delta T_{\text{Canal}}$ , entre deux commutations DT est élevé, plus l'amplitude et la durée du résidu de commutation le sont également (Figure 3.13.a). Mais, cette désynchronisation liée à ce retard relatif est à mettre en regard avec la durée des commutations DT. En effet, si la durée de commutation est supérieure au retard relatif (c'est le cas d'après les mesures), l'amplitude du résidu généré sera limitée alors que dans le cas contraire l'amplitude du résidu est maximale<sup>34</sup>. Au niveau fréquentiel, les retards des commutations diode vers transistor entraînent une dégradation du contenu spectral des résidus (Figure 3.13.b). A 150kHz, cette dégradation sera d'autant plus accentuée que la différence des retards induit par les commutations DT ( $\Delta T_{\text{Canal}}$ ) est importante. Plus ce retard est faible, plus le contenu spectral du résidu généré est faible. Ainsi, plus les valeurs de  $\Delta T_{\text{Canal}}$  sont faibles, plus le contenu spectral à 150kHz est réduit.

<sup>34</sup> Ce cas serait susceptible de se produire avec l'utilisation de composants de puissance à commutations rapides telles que les transistors à base de Carbone de silicium ou de Nitrure de Gallium.



**Figure 3.13 :** Simulation de résidus DT–DT pour différentes durées de commutation (a) et analyse fréquentielle (b)

On observe sur les résidus, un plateau qui correspond à la compensation des  $dV/dt$  des deux commutations, puisque la représentation faite des commutations DT a été remplacée par des droites de même pente. Nous verrons au paragraphe 2.2.1 que cet effet de plateau est moins marqué pour des commutations réelles.

Finalement, ces retards pourront être compensés à condition de connaître l'évolution du retard en fonction du courant commuté. Ce type de compensation peut s'avérer utile lorsque les retards sont dans les mêmes ordres de grandeurs que la vitesse des commutations DT. En revanche, cette compensation paraît inutile pour des commutations lentes (retard faible devant la durée de commutation). Or dans notre cas d'application, ces retards restent très faibles devant la durée des commutations<sup>35</sup>.

### 1.3. Similitude des fronts de tension $dV/dt$

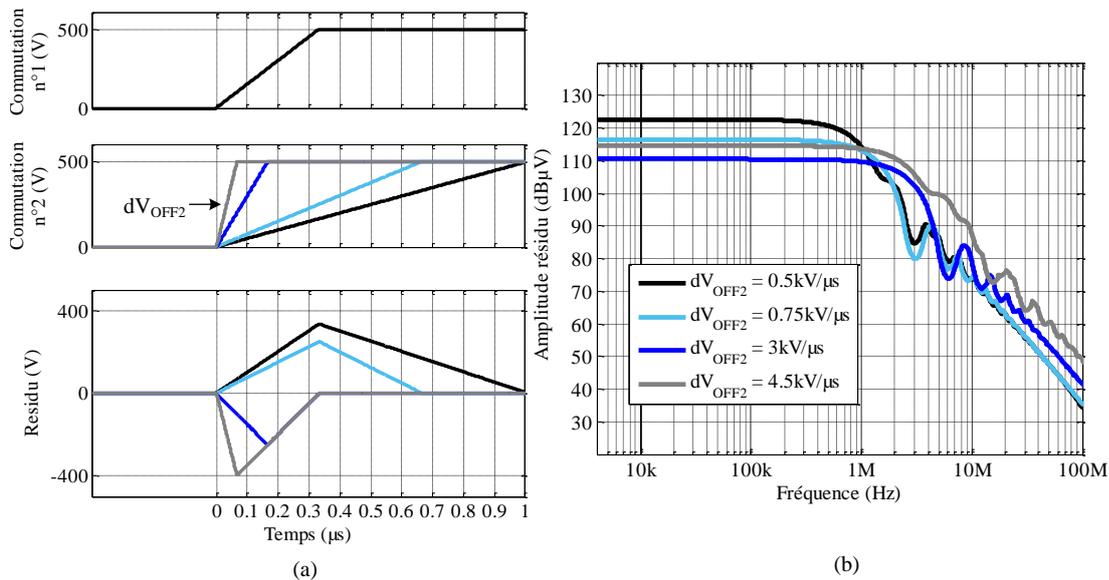
Outre les retards induits par les temps morts, et les autres retards vus jusqu'à maintenant, les commutations sont elles-mêmes à l'origine de résidus car les pentes engendrées par les variations de tension aux bornes des transistors ne sont pas toujours identiques les unes par rapport aux autres. Les commutations de type TD sont fonction du courant commuté et différentes des commutations DT. Dans le paragraphe suivant, on supposera que tous les retards sont parfaitement compensés.

#### 1.3.1. Résidus liés à deux commutations de type transistors vers diode (TD)

Les commutations TD génèrent des fronts de tension qui dépendent de la valeur du courant commuté. Pour des applications onduleur et redresseur MLI, les courants commutés sont différents d'un convertisseur à l'autre car les points de fonctionnement de ces deux

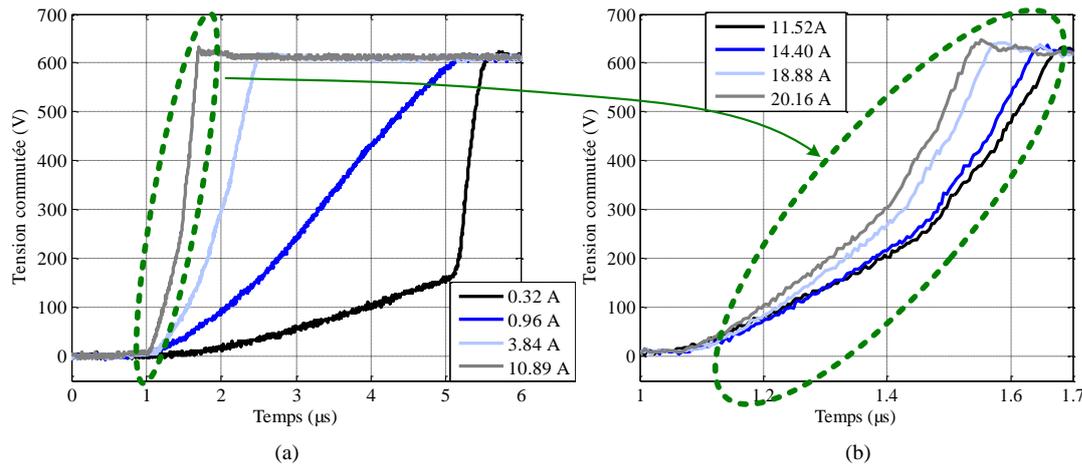
<sup>35</sup> Nous verrons au paragraphe 4.2 l'intérêt de la maximisation et de la compensation des résidus DT – DT.

convertisseurs sont généralement différents (courant). Cette différence des courants commutés se traduira par des commutations TD de pentes inégales générant un résidu variant suivant le  $dV/dt$  des fronts synchronisés. Pour déterminer l'impact de la variation de vitesse de commutation ( $dV/dt$ ), des résidus sont générés pour différents  $dV/dt$  de l'une des deux commutations TD, l'autre est fixée à  $1.5\text{kV}/\mu\text{s}$  pour  $500\text{V}$  de tension commutée. Les résultats issus des simulations pour différentes vitesses de commutation sont donnés à la Figure 3.14.a.



**Figure 3.14 :** Résidus TD–TD pour différentes durées de commutation (a) et analyse fréquentielle (b)

Pour des commutations TD de pentes très différentes, le résidu est soit de durée importante, soit d'amplitude importante (Figure 3.14.a). Ces deux aspects ont un impact négatif sur le contenu spectral. Ainsi, des vitesses de commutation plus rapides entraînent une diminution du contenu spectral de la tension de mode commun à  $150\text{kHz}$  qui marque le début de la bande de fréquences soumises à des réglementations. La synchronisation de deux commutations de pentes similaires permet une réduction importante du contenu spectral du résidu des commutations (Figure 3.14.b). Au-delà de quelques mégahertz, les commutations les plus lentes permettent une meilleure réduction des perturbations vers les hautes fréquences. Finalement, l'amélioration de la symétrie des résidus issus de deux commutations TD-TD est liée à des courants commutés similaires. Or, pour des courants commutés au-delà de quelques ampères (dans notre cas) la raideur de ces commutations n'évolue presque plus (Figure 3.15.b).



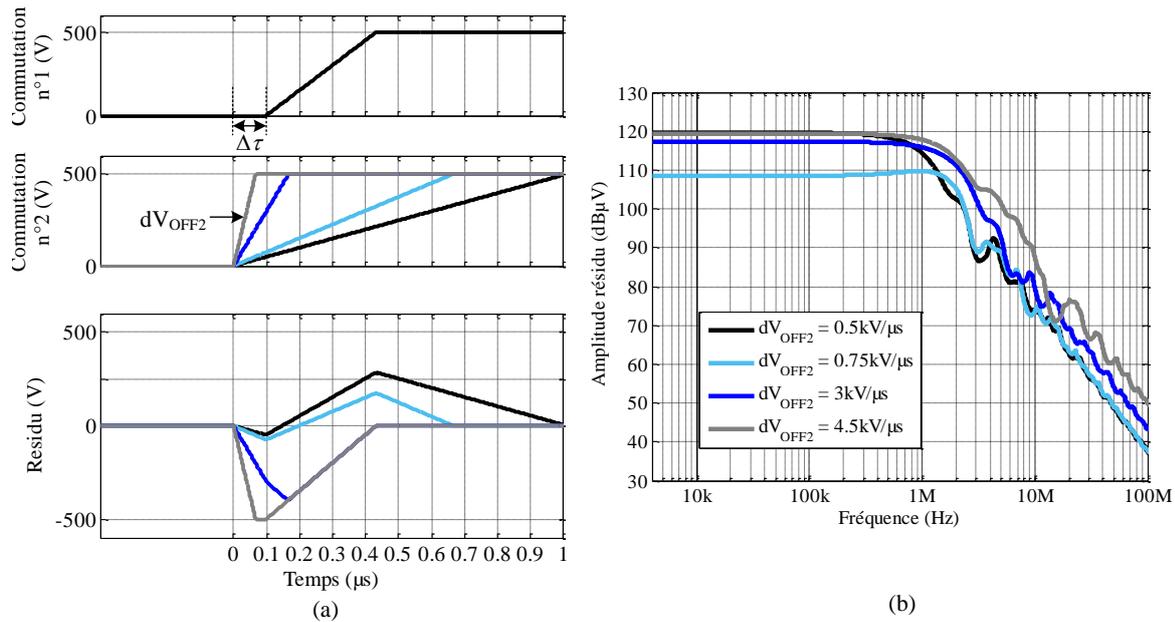
**Figure 3.15** : Mesures expérimentales de commutation TD pour différents courants commutés (a), zoom pour les forts courants (b)

Les résultats obtenus montrent que la réduction du nombre de commutations effectuées sous un faible courant commuté aurait un fort impact sur le contenu spectral de la tension de mode commun. Ainsi, les stratégies de modulation utilisées pour la synchronisation de fronts de tension seront certainement plus efficaces pour des blocages rapides de transistor (type TD) qui génèrent des fronts de tension plus raides.

### 1.3.2. Résidus liés à une synchronisation des deux types de commutation

La synchronisation d'une commutation de type DT avec une commutation de type TD génère un résidu de la durée du temps mort (Figure 3.5.a). Cependant, si ce temps mort est compensé, un résidu lié uniquement aux commutations est créé. Ainsi, la commutation DT sera retardée temporellement par défaut de synchronisme ( $\Delta\tau$ ) que l'on supposera constant et uniquement due à l'établissement du courant dans le canal (Figure 3.16.a). La commutation TD est caractérisée par une pente ( $dV/dt$ ) variable. Pour évaluer l'impact de ces deux variables sur le contenu spectral de ces résidus, l'observation du résidu sera faite sur une fenêtre toujours fixée à  $250\mu s$ .

Les résidus des commutations possédant un début de symétrie (variation positive et négative du résidu) sont ceux qui génèrent le plus faible contenu spectral. Cette symétrie se traduit par une partie du résidu positive et une autre négative. En revanche, lorsque la symétrie n'est pas garantie, le contenu spectral évolue peu. Contrairement aux résidus issus de deux commutations TD, l'optimum ne semble pas correspondre à des pentes similaires mais à une symétrie des résidus des commutations. Nous verrons au paragraphe 4.3 que cette symétrie de résidus des commutations est applicable à tous les types de résidus puisque quelles que soient les commutations envisagées, des défauts de synchronisation apparaîtront en réalité. L'obtention de résidus symétriques est donc une voie de minimisation du contenu spectral de la tension de mode commun générée par une stratégie de modulation telle que la synchronisation totale.



**Figure 3.16** : Simulation de résidus TD–DT pour différent  $dV/dt$  (a) et analyse fréquentielle (b)

En conclusion, on peut dire que les imperfections générées par les commutations des transistors sont à l'origine de la non-annulation de la tension de mode commun lors de l'application de la synchronisation totale. De plus, d'autres éléments sont à l'origine d'une désynchronisation des commutations, on peut citer notamment le jitter dans les drivers ou encore les temps morts. Ces résidus sont classés en trois catégories (TD – DT, DT – DT et TD – TD) suivant le type de commutations synchronisées et vont avoir un impact sur le contenu spectral de la tension de mode commun générée par la synchronisation totale. Ainsi pour quantifier les perturbations générées par la synchronisation totale, il est nécessaire de rendre compte de ces résidus au travers d'une modélisation plus fine des commutations.

## 2. Modélisation réaliste des commutations

Un modèle de représentation des imperfections des commutations est nécessaire afin de quantifier avec précision le contenu spectral des résidus de commutations. La nécessité d'utiliser des modèles plus fins est encore plus vraie pour des stratégies de modulation qui réduisent la tension de mode commun à des résidus seulement, comme c'est le cas pour la méthode de synchronisation totale.

### 2.1. Modèles de commutation

Dans la littérature, des modèles de commutations linéarisées par un segment de droite existent [Moreau2009] et suffisent à la représentation de la tension de mode commun obtenue pour une stratégie de modulation classique (SPWM). En revanche, les choix entrepris pour cette méthode de modélisation rendent cette méthode impropre à la représentation de résidus. Ces choix sont les suivants :

- la représentation des commutations TD par une pente invariante en fonction du courant commuté,

- la modélisation des commutations DT sans prendre en considération les délais avant la variation de la tension aux bornes du transistor.

En effet, dans ces conditions, les résidus issus de deux commutations du même type ne seraient pas représentés. Il est donc nécessaire de modéliser les commutations plus finement [Messaoudi2014]. Dans cette optique, trois modèles ont été définis :

- Un modèle de commutations par des droites pour lequel les phénomènes intrinsèques aux commutations ont été simplifiés.
- Un second modèle plus fin sur la représentation des phénomènes liés aux commutations avec toujours une modélisation des commutations par des droites.
- Un troisième modèle basé sur une interpolation de tensions de commutations mesurées expérimentalement.

### 2.1.1. Modélisation simplifiée des phénomènes de commutation : méthode 1

Afin d'ajouter un peu plus de finesse aux modèles de représentation des fronts, on se propose de prendre en compte les phénomènes relatifs aux commutations des transistors. La méthode de représentation des commutations qui sera utilisée prend en compte les phénomènes liés aux commutations des transistors de façon simplifiée.

- Pour les commutations TD on utilisera un modèle linéaire de variation de la pente en fonction du courant commuté.
- Pour les commutations DT, le retard avant commutation sera considéré comme proportionnel au courant.

#### 2.1.1.1. Modélisation de la commutation DT

Une représentation linéaire des variations de tension liées aux commutations DT sera réalisée (Figure 3.17). De plus, on introduira un retard simplifié qui évoluera linéairement en fonction du courant commuté ( $\Delta T$ ). L'évaluation de ces deux paramètres est issue de mesures des commutations réalisées sur un dispositif expérimental.

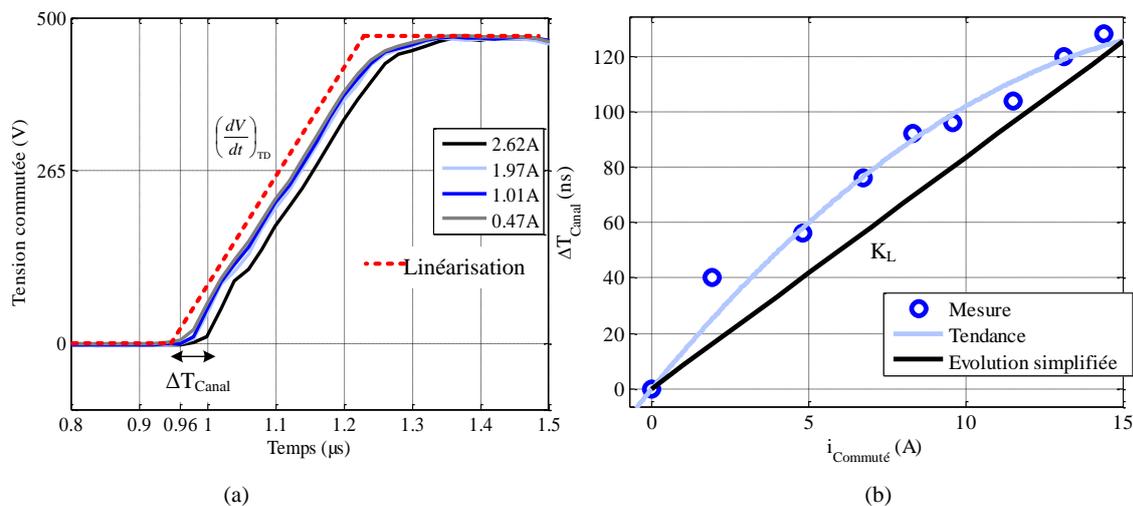


Figure 3.17 : Linéarisation des commutations DT (a) et évolution simplifiée du courant commuté (b)

D'après la Figure 3.12, le retard  $\Delta T$  représente l'établissement du courant dans le canal du transistor. Ce retard peut être approximé par une fonction du premier ordre (Eq 3.1).

$$\Delta T_{\text{Canal}} = K_L \times i \quad (\text{Eq 3.1})$$

Avec :  $K_L = 8,3\text{ns/A}$

On détermine aussi la pente de la tension commutée, qui est constante :

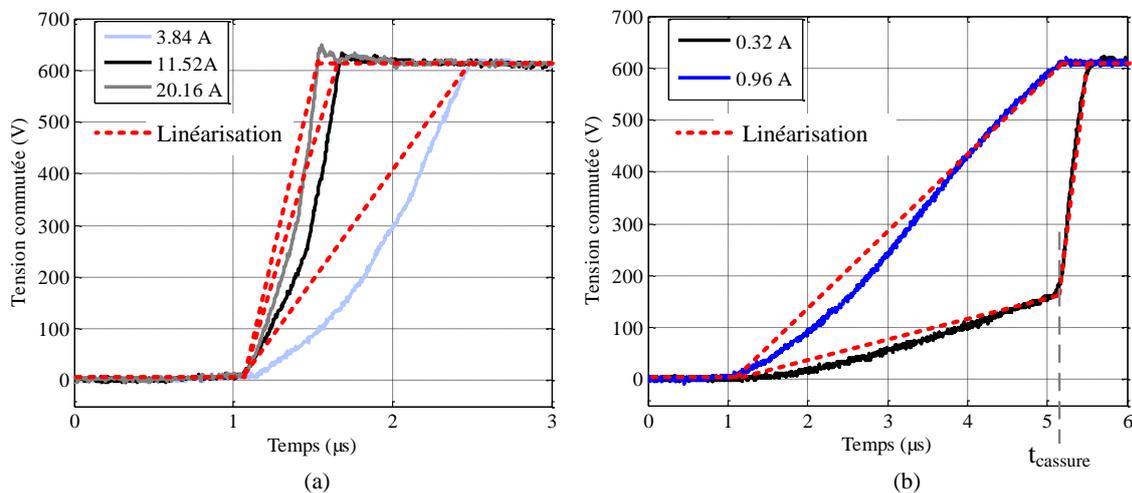
$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{\text{DT}} = 1,2\text{kV}/\mu\text{s} \quad (\text{Eq 3.2})$$

### 2.1.1.2. Modélisation de la commutation TD

Pour les commutations TD, l'objectif est de représenter la variation de pente de la tension commutée en fonction du courant. Afin de simplifier les modèles de commutation, cette variation de pente sera considérée linéaire (eq 3.3).

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{\text{TD}} = K_P \times i_{\text{commuté}} \quad (\text{Eq 3.3})$$

La représentation des tensions commutées sera, quant à elle, linéarisée entre le début et la fin de la commutation, et ce pour chacun des courants commutés (Figure 3.18).



**Figure 3.18 :** Modélisation des commutations TD sans (a) et avec (b) cassure de pente en utilisant la méthode 1

Pour chacune des tensions commutées mesurées expérimentalement, la pente de la tension  $K$  est mesurée (courbes en pointillés rouges à la Figure 3.18). L'ensemble des résultats est donné au Tableau 3.3.

**Tableau 3.3** : Pente K des tensions commutées en fonction du courant

$i_{\text{commuté}} [\text{A}]$	$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{\text{TD}} [\text{V/s}]$	$K = \frac{i_{\text{commuté}}}{\frac{dV_{\text{OFF}}}{dt}} [\text{As/V}]$
0	0	0
0.32	$2,4 \times 10^8$	$1,5 \times 10^{-9}$
0.96	$6,6 \times 10^8$	$1,5 \times 10^{-9}$
3.84	$1,2 \times 10^9$	$2,3 \times 10^{-9}$
11.52	$1,75 \times 10^9$	$5,5 \times 10^{-9}$

La valeur de  $K$  est elle-même fonction du courant commuté. Afin d'obtenir une linéarisation du premier ordre de la pente des tensions commutées, on va prendre une valeur unique, représentative de l'ensemble des résultats issus du Tableau 3.3 (en excluant la valeur à zéro de courant). Finalement, on en déduit une valeur  $K_p$ , telle que :

$$K_p = 3 \times 10^{-9} \text{ As/V} \quad (\text{Eq 3.4})$$

Ce coefficient  $K_p$  peut être vu comme la valeur d'une capacité entre le collecteur et l'émetteur de l'IGBT que l'on vient charger (et décharger) sous différents courants.

**Cas de la cassure de pente :** La variation de tension après cassure de pente nécessite aussi une linéarisation. Cette variation brusque de la tension est liée au second transistor d'un même bras qui se met à conduire après un temps mort. La détermination de cette pente de tension est réalisée à partir des essais expérimentaux. De plus, un temps  $t_{\text{cassure}}$  est estimé, il correspond à l'instant à partir duquel a lieu la cassure de pente. Ce temps correspond approximativement à la valeur du temps mort fixé à  $4\mu\text{s}$ <sup>36</sup> pour ces mesures (cette valeur peut être modifiée).

$$t_{\text{cassure}} = 4\mu\text{s}$$

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{\text{cassure}} = 1,2\text{kV}/\mu\text{s} \quad (\text{Eq 3.5})$$

La valeur de la pente de la tension après temps mort n'est pas sans rappeler celle de la commutation DT puisque c'est bien ce type de transition qui a lieu, après temps mort, sur l'autre transistor du même bras du convertisseur.

Algorithme des commutations TD à cassure de pente ( $E$  = tension du bus continu) :

Si  $t < \text{TM}$  et  $V < E$

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{\text{TD}} = K_p \times i_{\text{commuté}}$$

<sup>36</sup> Le temps mort utilisé pour la modélisation des commutations est différent de celui utilisé pour l'évaluation des performances de la ST ( $2\mu\text{s}$ ). Cette différence est due à l'antériorité de la mesure des commutations effectuée sur un produit standard, pour lequel le temps mort était fixé à  $4\mu\text{s}$ , alors même que la ST n'était pas implémenté.

Si  $t > TM$  et  $V < E$

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{TD} = \left(\frac{dV}{dt}\right)_{\text{cassure}} = \text{constante}$$

Cette méthode de modélisation des commutations permet ainsi de rendre compte des phénomènes liés aux commutations sous certaines hypothèses simplificatrices. Ce modèle est donc une simplification de la réalité.

### 2.1.2. Modélisation plus fine des phénomènes de commutation : méthode 2

Afin de modéliser plus finement les commutations DT et TD, une autre méthode de représentation des fronts de commutation est mise en œuvre. Cette méthode repose :

- Pour les commutations TD, sur une évolution de la pente des tensions commutées par une fonction autre qu'un premier ordre. De plus, la linéarisation des variations de tension sera réalisée sur la pente de plus grande importance<sup>37</sup> pour chaque valeur de courant commuté.
- Pour les commutations DT le retard lié à l'établissement du courant dans le canal du transistor sera modélisé à l'aide de la courbe de tendance déduite des mesures réalisées sur des commutations DT (Figure 3.17.b).

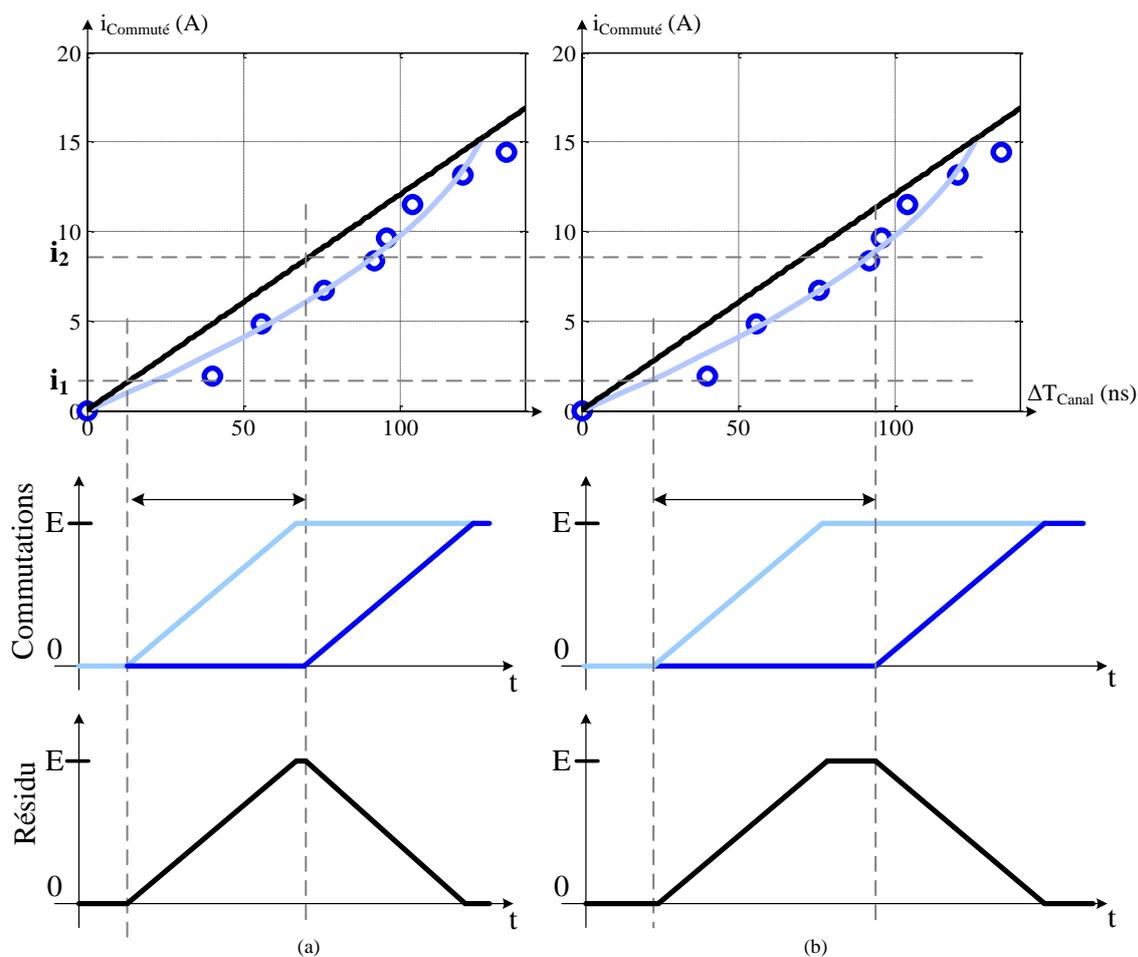
#### 2.1.2.1. Commutations DT

La représentation des fronts de commutation DT sera identique à celle utilisée dans la méthode 1. En revanche, la prise en compte du caractère non linéaire des retards liés aux commutations DT est à l'origine d'une modification de la forme du résidu obtenu (Figure 3.19). Afin de rendre compte de l'impact de cette donnée sur la synchronisation des commutations DT, le courant commuté est exprimé en fonction de  $\Delta T_{\text{Canal}}$  contrairement aux courbes précédentes.

Par exemple, prenons le cas d'un résidu lié à la synchronisation de deux commutations DT issues des deux convertisseurs. Chacune de ces commutations est soumise à des courants  $i_1$  et  $i_2$  différents. Ainsi, le retard appliqué pour chacune des deux commutations sera lui aussi différent suivant que la méthode 1 (Figure 3.19.a) ou bien la méthode 2 (Figure 3.19.b) soient utilisées. Et donc, le résidu lié à la synchronisation de ces deux commutations sera lui aussi différent d'une méthode à l'autre. Cette différence au niveau de la forme du résidu aura un impact sur le contenu spectral comme cela a été présenté précédemment à la Figure 3.12.

---

<sup>37</sup> Il s'agit de la partie de la commutation pour laquelle le  $dV/dt$  est le plus grand.

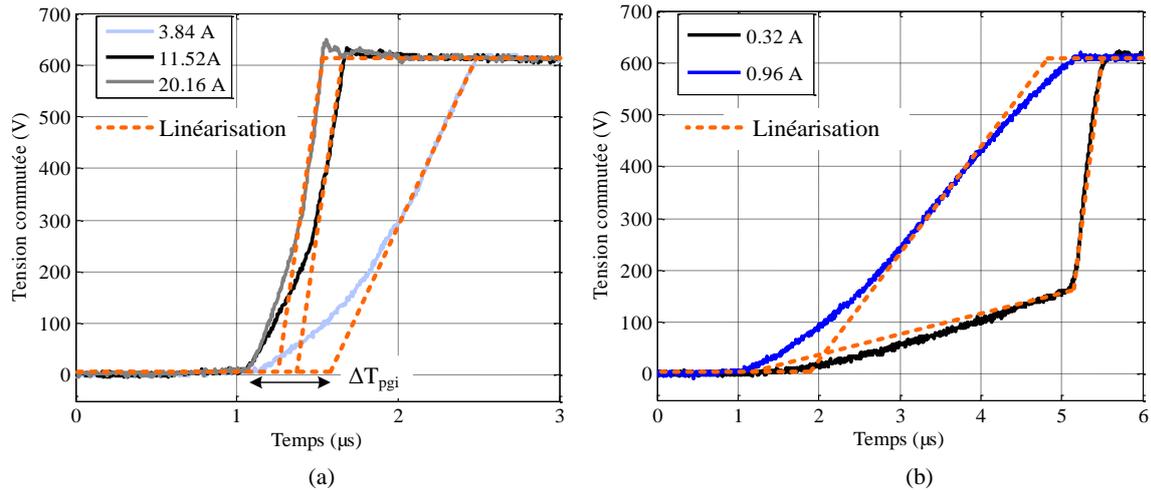


**Figure 3.19 :** Modélisation de résidus issus de deux commutations DT, en fonction du courant commuté, avec la méthode 1 (a) et prise en compte de l'évolution tendancielle de  $\Delta T_{\text{Canal}}$  (méthode 2) fonction du courant commuté (b)

### 2.1.2.2. Commutations TD

La représentation des commutations TD est basée, comme cela a été évoqué au début du paragraphe, sur la pente de plus grande importance. Cette pente représente la partie la plus raide des fronts de tensions. Ce choix permettra, d'une part de représenter plus fidèlement les commutations TD. Et d'autre part, l'utilisation de pentes plus raides permettra de rendre compte des phénomènes hautes fréquences<sup>38</sup> (au-delà du mégahertz) liés aux transitions. De plus, la variation des  $dV/dt$  en fonction du courant commuté ne sera plus approximée à un premier ordre et tiendra compte de leur caractère non linéaire.

<sup>38</sup> Cf. chapitre 1 paragraphe 1.4



**Figure 3.20 :** Méthode 2 de reproduction des commutations TD sans (a) et avec (b) cassure de pente en fonction du courant commuté

Pour les courbes sans cassure, la linéarisation sur la pente de plus grande importance ne tient pas compte du début de la commutation où la pente est de faible importance (Figure 3.20.a). La conséquence étant l'apparition d'un retard  $\Delta T_{pgi}$  entre la variation réelle de la tension et celle obtenue avec le modèle. Afin de pallier à ces retards induits par la linéarisation sur la pente de plus grande importance, une quantification de  $\Delta T_{pgi}$  en fonction du courant commuté a été réalisée. A l'issue de cette quantification, une compensation de  $\Delta T_{pgi}$  est apportée par l'utilisation d'une courbe de tendance.

En revanche, pour les courbes avec cassure de pente, la pente de la tension commutée avant cette cassure est très faible (Figure 3.20.b). Or, d'un point de vue du contenu spectral hautes fréquences, seule la partie de commutation après cassure est pénalisante. C'est pourquoi ces commutations seront par la suite modélisées comme pour la méthode 1, et n'induiront pas de ce fait, de retards.

En résumé, pour les deux types de commutation on peut noter :

Commutations TD

Si  $t < TM$  et  $V < E$

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{TD} = f(i_{commuté})$$

$$\Delta T_{pgi} = h(i_{commuté})$$

Si  $t > TM$  et  $V < E$

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{TD} = \left(\frac{dV}{dt}\right)_{cassure} = \text{constante}$$

## Commutations DT

$$\Delta T_{\text{Canal}} = g(i_{\text{commuté}})$$

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{\text{DT}} = \text{constante}$$

### 2.1.3. Injection de formes d'onde mesurées : méthode 3

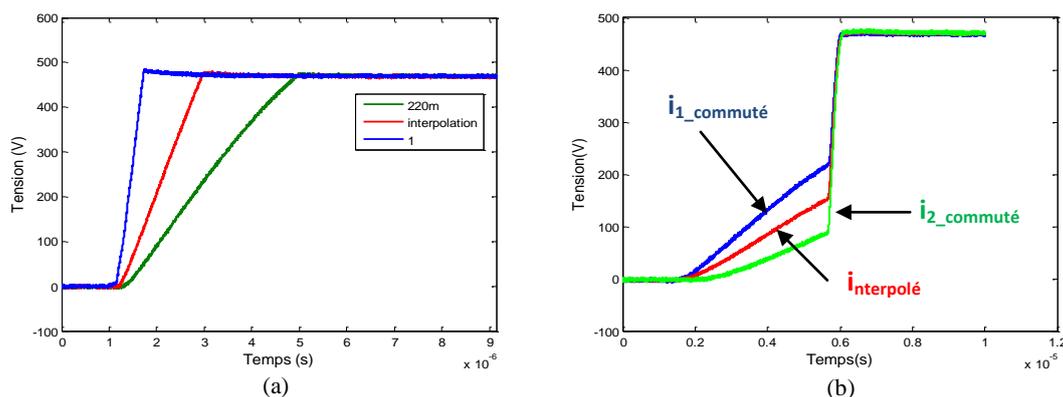
Les améliorations apportées aux modèles présentés précédemment ne tiennent pas compte du caractère non linéaire de la commutation (évolution du  $dV/dt$ ). Afin de valider les deux méthodes de représentation des commutations, nous allons injecter dans notre modèle de simulation les courbes de commutation mesurées pour différentes valeurs de courant commuté.

#### 2.1.3.1. Commutations DT

Pour les commutations de type diode vers transistor, la variation de tension reste la même, et donc une seule forme d'onde suffit. À cette dernière, on va appliquer un retard en fonction du courant commuté en se basant sur la courbe de tendance issue des mesures des commutations DT (Figure 3.17), tel que l'on a pu le faire avec la méthode 2.

#### 2.1.3.2. Commutations TD

Les commutations transistor-vers-diode n'ont pas été mesurées pour tous les courants commutés. Ainsi les commutations manquantes sont déduites par interpolation de deux courbes mesurées ayant les valeurs de courant commuté les plus proches de celle désirée. Plus le nombre des courbes mesurées est important, plus l'interpolation sera précise.



**Figure 3.21** : Interpolation des courbes de commutation mesurées sans (a) et avec (b) cassure de pente

De plus, cette interpolation ne sera pas réalisée de la même façon que l'on soit en présence des commutations avec et sans cassure de pente.

⇒ Sans cassure de pente (Figure 3.21.a) : pour obtenir l'allure d'une courbe soumise à un courant non mesuré il faut procéder à une interpolation entre deux courbes connues

suivant l'axe temporel (interpolation horizontale) ; la tension commutée reste égale à E.

- ⇒ Avec cassure de pente (Figure 3.21.b) : pour obtenir l'allure d'une courbe soumise à un courant non mesuré, il faut procéder à une interpolation entre deux courbes mesurées en suivant l'axe des tensions (interpolation verticale).

Il faut donc connaître la valeur du courant commuté qui donne la courbe à la limite de la cassure de pente. Dans notre cas, on la définit pour un courant commuté égal à 0.90A, par approximation des courbes mesurées.

#### 2.1.4. Récapitulatif des différentes méthodes de modélisation des fronts de tension

On a vu, tout au long de cette partie, différentes méthodes de modélisation (essentiellement linéaires) des variations de tension en sortie d'un variateur de vitesse (utilisé en onduleur pour alimenter une machine asynchrone). Un résumé de ces modèles est donné au Tableau 3.4.

Les méthodes 1 et 2 sont simples à mettre en œuvre et permettent de réduire les temps de calcul nécessaires à la reconstitution des fronts de tension issus des simulations idéales (fronts raides). Mais, la précision de ces méthodes doit être au préalable validée pour les différents types de résidus de commutations.

**Tableau 3.4 :** Résumé des différentes méthodes de modélisation des commutations

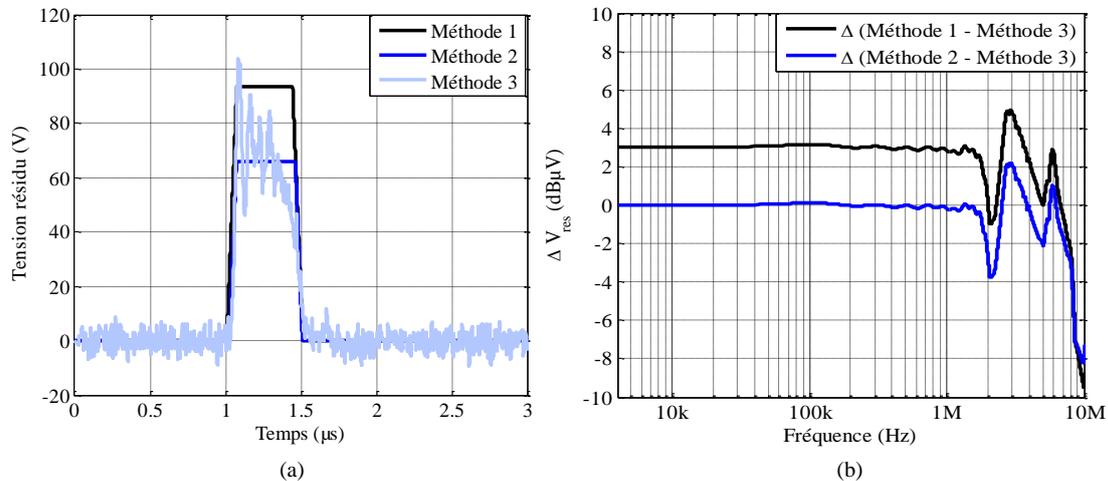
Méthode de modélisation	Commutation transistor vers diode	Commutation diode vers transistor
1	$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{TD} = K_p \times i_{\text{commuté}}$	$\Delta t_{\text{Canal}} = K_L \times i_{\text{commuté}}$
	Variation de tension linéarisée	Variation de tension linéarisée
2	$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{TD} = f(i_{\text{commuté}})$	$\Delta t_{\text{Canal}} = g(i_{\text{commuté}})$
	Variation de tension linéarisée	Variation de tension linéarisée
3	$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{TD} = f_2(i_{\text{commuté}})$	$\Delta t_{\text{Canal}} = g(i_{\text{commuté}})$
	Variation des tensions mesurées	Variation des tensions mesurées

#### 2.2. Comparaison des modèles proposés

Afin de valider la précision des différentes méthodes de représentation des commutations, des simulations ont été réalisées. La comparaison est faite entre la méthode 3 qui se rapproche le plus d'un résultat expérimental et les deux autres méthodes.

### 2.2.1. Deux commutations diode-transistor

Deux commutations de type DT soumises à des courants commutés différents sont générées puis synchronisées (Figure 3.22.a).



**Figure 3.22 :** Résultats de simulations des formes d'ondes temporelles (a) et enveloppes spectrales (b) des « résidus » de synchronisations de deux commutations DT

Les méthodes 1 et 2 permettent une modélisation semblable au résidu obtenu avec la méthode 3. De plus, la méthode 2 est plus précise sur l'amplitude du résidu et confirme l'apport d'une évaluation plus fine du retard lié aux commutations DT. Ce résultat se confirme par une comparaison fréquentielle (Figure 3.22.b). Cette comparaison se base sur la différence des contenus spectraux (exprimés en dBμV) entre la méthode 1 et 3 puis 2 et 3. L'objectif étant de se rapprocher au plus près de 0dB sur toute la gamme de fréquence observée.

$$\Delta(\text{méthode1} - \text{méthode3}) = V_{\text{méthode1}}(f) - V_{\text{méthode3}}(f)$$

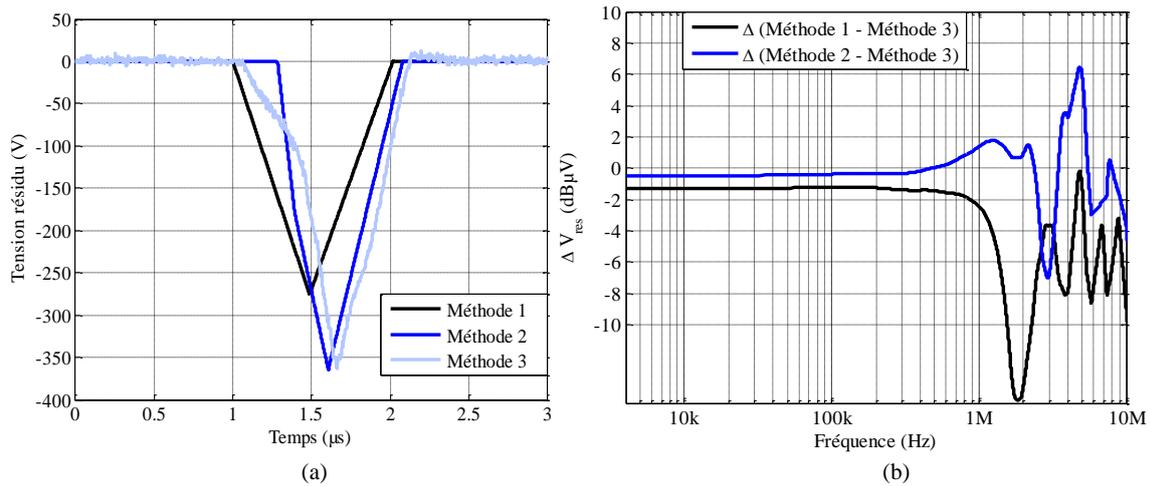
$$\Delta(\text{méthode2} - \text{méthode3}) = V_{\text{méthode2}}(f) - V_{\text{méthode3}}(f)$$

La méthode 2 permet de présenter plus fidèlement et dans toute la gamme de fréquence étudiée les résidus DT-DT avec un faible écart inférieur à 4dBμV jusqu'à 6MHz. La méthode 1 quant à elle permet aussi une représentation avec un écart faible mais en moyenne plus important que celui obtenu à l'aide de la méthode 2.

Ainsi, on peut noter que de 1kHz à 1MHz, la méthode 2 présente très peu d'écart avec la méthode 3 (qui est issue des relevés expérimentaux).

### 2.2.2. Deux commutations transistor-diode

Deux commutations de type DT soumises à des courants commutés différents (donc  $dV/dt$  différents) sont ici modélisées puis synchronisées (Figure 3.23.a).

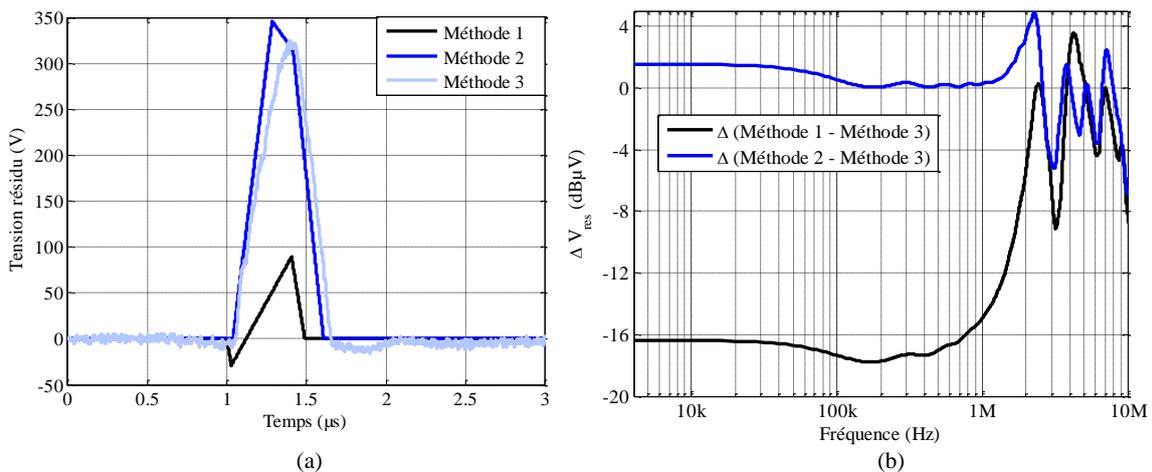


**Figure 3.23 :** Résultats de simulations des formes d’ondes temporelles (a) et enveloppes spectrales (b) de « résidu » de synchronisation de deux commutations TD

Ici aussi, la méthode 2 permet une meilleure reproduction du résidu de commutations que la méthode 1 (Figure 3.23.a). Ce résultat se confirme dans le domaine fréquentiel par un écart plus faible sur toute la bande de fréquence (Figure 3.23.b). Il est d’autant plus vrai au-delà de quelques MHz ce qui confirme l’intérêt de la méthode 2 pour la prise en compte des phénomènes HF. Finalement, la méthode de modélisation 2 semble plus adaptée que la méthode 1 à la représentation des résidus TD – TD.

### 2.2.3. Une commutation TD et une DT – commutation mixte

Il s’agit ici d’observer non plus une synchronisation issue de deux commutations d’un seul et même type mais des deux. Pour ces résidus mixtes, seul le cas avec compensation des temps morts est étudié puisque, a priori, la commutation n’influe que très peu sur le contenu spectral de la tension générée.



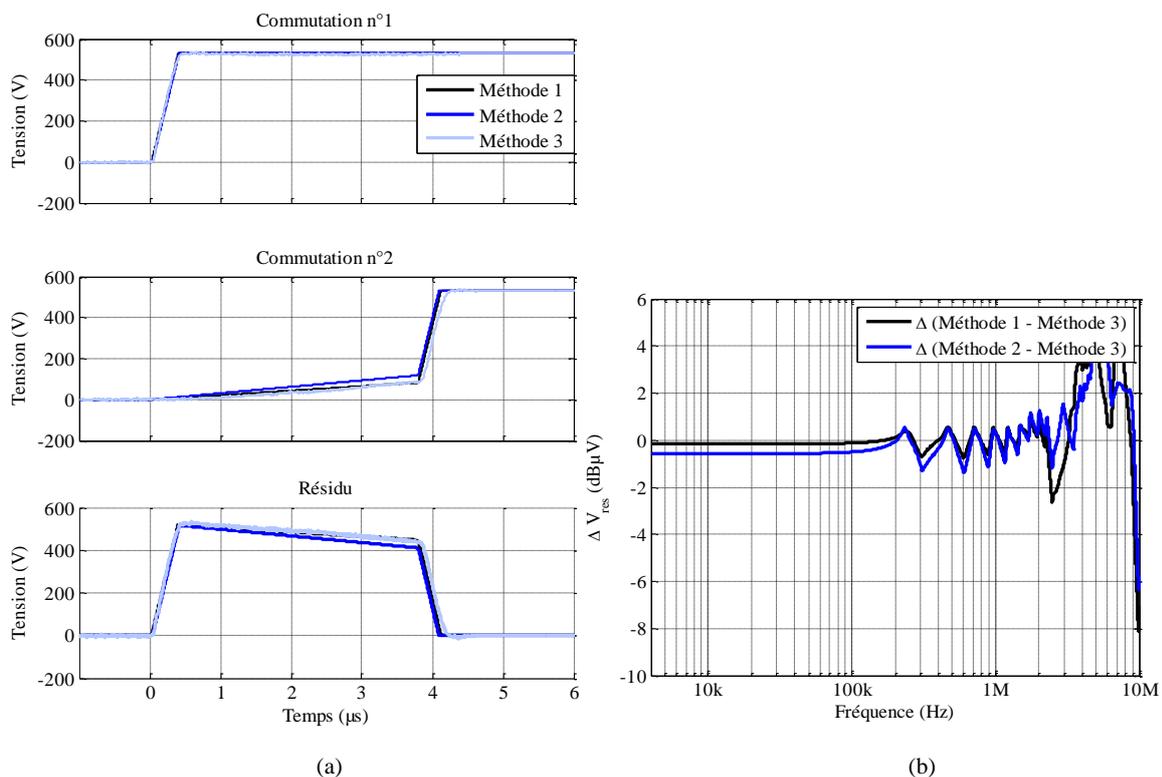
**Figure 3.24 :** Résultats de simulations des formes d’ondes temporelles (a) et enveloppes spectrales (b) de « résidu » de synchronisation des commutations TD et DT

Ici aussi, les résultats obtenus avec une méthode 2 sont largement plus précis qu’avec la méthode 1. En temporel (Figure 3.24.a), la méthode 1 génère un résidu d’amplitude nettement

inférieure au résidu issu de la méthode 3 alors que la méthode 2 est, quant à elle, plus précise. Ce résultat se confirme dans le domaine fréquentiel (Figure 3.24.b) où un écart de plus de  $15\text{dB}\mu\text{V}$  entre les méthodes 1 et 3 est constaté sur une large bande de fréquences. En revanche, l'écart entre les méthodes 2 et 3 reste faible (inférieur à  $4\text{dB}$ ) sur toute la gamme de fréquences observée.

### Résidu avec commutation à deux pentes

Un résidu mixte est généré avec une commutation de type TD à cassure de pente (deux pentes) de durée supérieure au temps mort fixé dans notre cas à  $4\mu\text{s}$  (Figure 3.25.a). Ces résidus présentent une similitude avec ceux obtenus sans compensation de temps mort car leurs durées sont équivalentes. Nous verrons aux paragraphes 3.2, 3.3 et 4.1 que ces résidus ont un impact important sur la tension de mode commun générée lors de l'utilisation de la synchronisation totale. D'un point de vue fréquentiel, les méthodes 1 et 2 appliquées aux commutations TD donnent des résultats similaires. Cependant, la précision des méthodes 1 et 3 est similaire sur toute la gamme de fréquences considérée.



**Figure 3.25 :** Résultats de simulations des formes d'ondes temporelles (a) et enveloppes spectrales (b) des « résidus » lors d'une synchronisation des commutations DT et TD avec cassure de pente

En conclusion, on peut dire que suivant la méthode de modélisation utilisée, les résultats obtenus sont différents. Cette étude a permis également de mettre en évidence l'intérêt de la modélisation fine des commutations et son influence sur le contenu spectral des résidus. Les résultats obtenus montrent bien la fiabilité de la méthode 2. Cette méthode repose sur une linéarisation des commutations et permet une modélisation rapide des commutations à l'instar

de la méthode 3 qui demande un temps de calcul plus important. Ainsi, dans la suite de ce travail, l'évaluation des performances de la synchronisation totale sera réalisée à l'aide de la méthode 2 pour son compromis entre temps de calcul (reconstitution des fronts de tension) et précision.

### 3. Impact des résidus sur la synchronisation totale

Un modèle de représentation des fronts de commutation étant défini, la détermination de la forme d'onde de la tension de mode commun par simulation est désormais possible. Les résidus générés seront déterminés par le signe et la valeur du courant.

#### 3.1. Résidus présents à chaque période de découpage

Les courants en sortie de l'onduleur et en entrée de l'AFE sont triphasés alternatifs. A ce titre, les courants des trois phases de chacun des convertisseurs ne peuvent être tous du même signe. Les deux configurations possibles pour un même convertisseur sont donc :

- 2 phases sont associées à un courant de signe positif et 1 autre à un courant de signe négatif : 2p1n
- 2 phases sont associées à un courant de signe négatif et 1 autre à un courant de signe positif : 1p2n

Par période de découpage, il ne sera donc pas possible que les trois fronts montants des trois phases d'un même convertisseur donnent tous naissance à des commutations d'un même type (soit DT ou TD) car cela reviendrait à dire que les courants sont de même signe pour les trois phases. Le même raisonnement peut être effectué sur les fronts descendants (Tableau 3.5).

**Tableau 3.5 :** Dénombrement des résidus de commutations pour les deux configurations: 2p1n et 2p1n

Commutations	Configuration 2p1n		Configuration 1p2n	
	Front montant	Front descendant	Front montant	Front descendant
DT	2	1	1	2
TD	1	2	2	1

Dans le cas où les fronts de tension de deux convertisseurs sont soumis à la configuration 2p1n, le nombre de résidus de commutations de chaque type peut varier en fonction des synchronisations effectuées (Tableau 3.6).

**Tableau 3.6 :** Dénombrement des résidus de commutations par période de découpage pour deux convertisseurs dans les configurations 2p1n et 2p1n

Association	DT – DT	DT – TD	TD – TD
N°1	1	4	1
N°2	2	2	2
N°3	3	0	3

Notons que le cas où il n'y a aucun résidu DT – DT ou TD – TD n'est pas réalisable car avec deux convertisseurs dans la configuration 2p1n, il n'est pas possible d'obtenir que des résidus mixtes (TD – DT ou DT – TD). Les résultats obtenus sont transposables aux deux convertisseurs dans la configuration 1p2n. En revanche dans le cas où les fronts de tension

d'un convertisseur sont soumis à la configuration 2p1n et que l'autre convertisseur est soumis à la configuration 1p2n, le nombre de résidus de commutations de chaque type n'est plus le même (Tableau 3.7).

**Tableau 3.7 :** Dénombrement des résidus de commutations par période de découpage pour deux convertisseurs dans les configurations 2p1n et 1p2n

Association	DT – DT	DT – TD	TD –TD
N°4	0	6	0
N°5	1	4	1
N°6	2	2	2

Au final, seules quatre associations différentes sont recensés pour l'association des six fronts de tension d'un convertisseur avec les six fronts de l'autre convertisseur. Si l'on se base sur le nombre de résidus DT – DT, ces associations génèrent : 0, 1, 2 ou 3 de ces résidus.

### Application à la synchronisation totale

Cependant, les quatre associations définies précédemment ne prennent pas en compte les contraintes liées à l'utilisation de la ST et notamment l'impossibilité de synchroniser les fronts montants et descendants d'une impulsion d'un convertisseur avec celles de l'autre (annexe 1). Ces cas correspondent aux associations qui ne génèrent aucun ou bien trois résidus DT –DT.

Dans le cas de l'utilisation d'une solution (la solution n° 7 en l'occurrence pour ses propriétés évoquées au chapitre2) de synchronisation totale<sup>39</sup>, suivant le nombre de résidus DT-DT, il est possible de déterminer le nombre de chaque type de résidus. Si l'on considère que deux des trois types de synchronisation de fronts montants produisent deux résidus de type DT-DT, la dernière association de fronts montants produira un résidu de type TD-TD. Tandis que les synchronisations de fronts descendants produiront d'une part deux résidus « mixtes » et un résidu TD-TD (Figure 3.26.a). Si une seule association de fronts montants est à l'origine d'un résidu DT-DT, alors les deux autres associations de fronts montants sont nécessairement à l'origine de résidus mixtes. De plus, pour les synchronisations des fronts descendants, les résidus générés par ces derniers seront constitués de deux résidus mixtes et d'un résidu TD–TD (Figure 3.26.b).

<sup>39</sup> Solution n°7 qui sera aussi utilisée lors de l'évaluation des performances en simulation et de la validation expérimentale

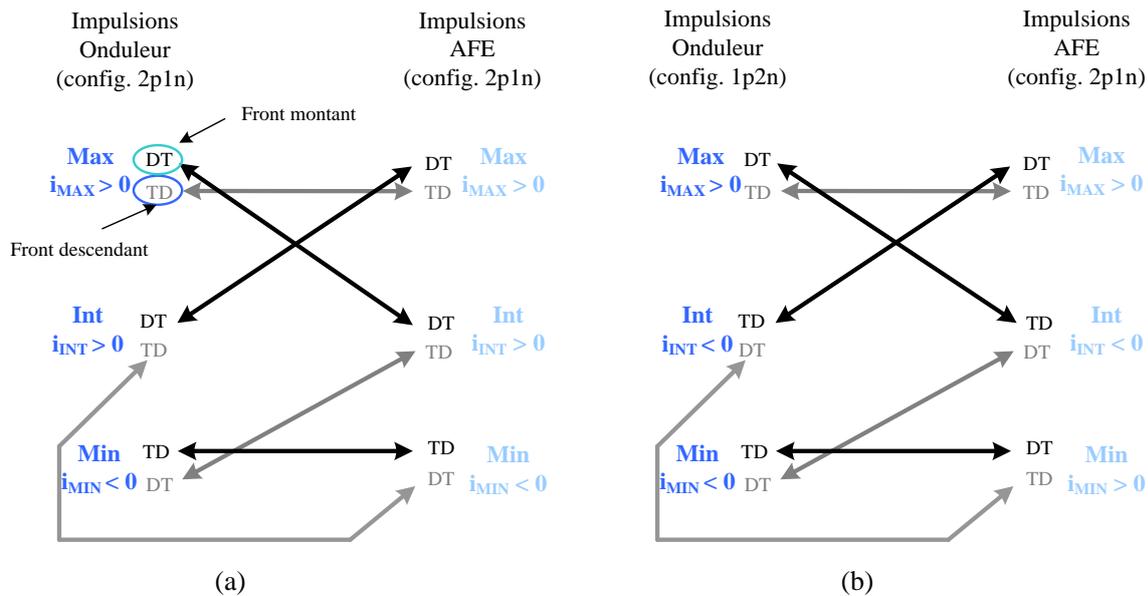


Figure 3.26 : Résidus générés par la synchronisation totale (exemple avec la solution n° 7)

Finalement, par période de découpage, le nombre de résidus de chaque type ne peut varier que de deux façons. Le dénombrement des deux types d'impulsions est donné au Tableau 3.8 pour les cas explicités précédemment et que l'on nommera A et B. Cependant, l'attribution de ces deux cas dépend à la fois des solutions de synchronisation et du signe du courant pour chacun des bras de l'AFE et de l'onduleur. Cette dernière information est précieuse car elle définit les conditions nécessaires et suffisantes pour la détermination du nombre de résidus de chaque type pour chaque période de découpage en vue d'une optimisation (paragraphe 4.2).

Tableau 3.8 : Dénombrement des résidus de commutations par période de découpage avec utilisation de la ST

Types de résidus	Cas A	Cas B
DT-DT	2	1
TD-TD	2	1
DT-TD (mixte)	2	4

Ainsi, les résidus mixtes représentent plus d'un tiers des résidus générés par période de découpage. Or, ces résidus sont fonction de la compensation des temps morts pour laquelle nous avons constaté la contribution au contenu spectral des résidus de commutations.

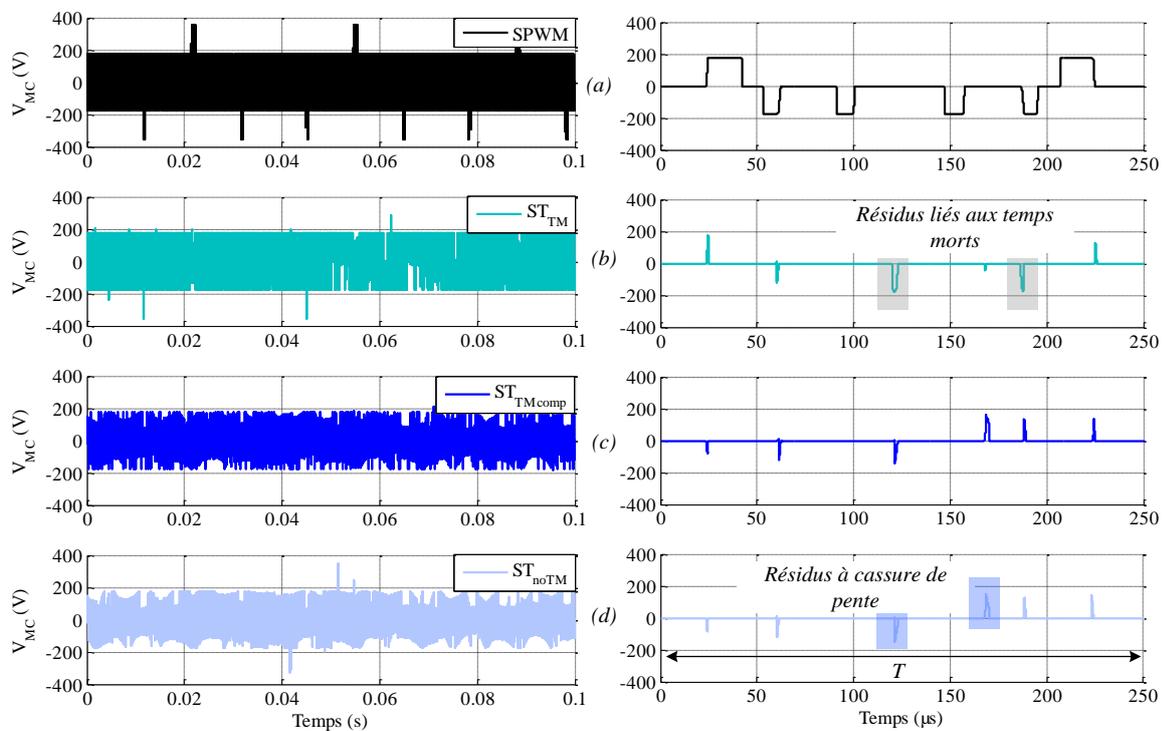
### 3.2. Effets de la compensation des temps morts

Une simulation de l'ensemble AFE-onduleur est réalisée avec des interrupteurs idéaux, pour laquelle, la méthode de modélisation 2 est ensuite appliquée afin de reconstituer la tension de mode commun. L'AFE est alimenté par un réseau 230V<sub>eff</sub> – 50Hz et une inductance d'une valeur de 4mH est connectée entre ces derniers. Le bus est régulé par l'AFE à une tension de 530V. L'onduleur alimente un moteur de 15kW sous une tension entre phases de 153V<sub>eff</sub> et pour une fréquence statorique fixée à 20Hz. De plus, pour satisfaire aux contraintes de la synchronisation totale, les fréquences de découpage des deux convertisseurs sont synchronisées et fixées à 4kHz. Le point de fonctionnement est défini pour un moteur à vide.

Les tensions de mode commun issues d'une stratégie de modulation classique (SPWM) et de la synchronisation totale sont reconstituées à l'aide de la méthode de modélisation 2. Et afin de constater l'impact de la compensation des temps morts, fixés à  $2\mu\text{s}$ , sur la synchronisation totale, différents cas seront étudiés :

- synchronisation totale sans compensation des temps morts,  $ST_{TM}$
- synchronisation totale avec compensation des temps morts basée sur le signe du courant,  $ST_{TMcomp}$
- synchronisation totale avec compensation idéale des temps morts,  $ST_{noTM}$  (équivalent à  $TM = 0$ )

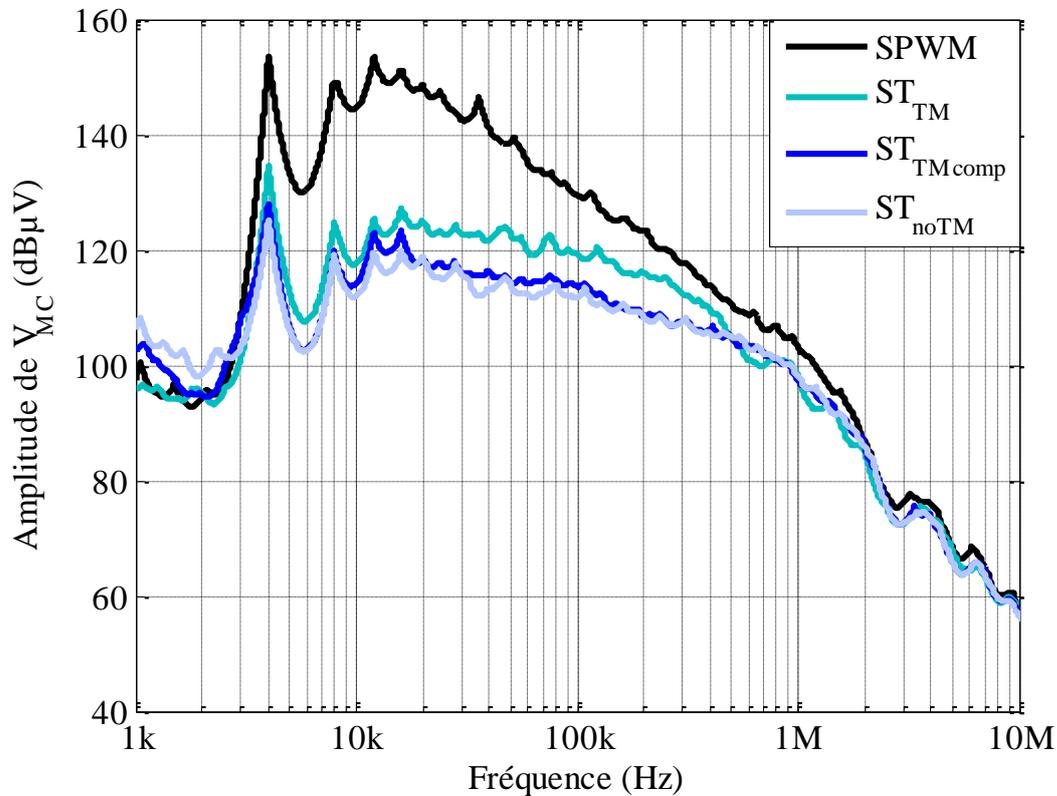
Ce dernier cas n'est pas réalisable en pratique, mais servira de référence pour évaluer l'impact des temps morts mal compensés  $ST_{TMcomp}$  sur le contenu spectral de la tension de mode commun.



**Figure 3.27** : Résultats des simulations de la tension de mode commun obtenue avec la SPWM (a), la ST sans compensation des temps morts (b), la ST avec compensation des temps morts basée sur le signe du courant (c), la ST sans temps morts (d)

Nous remarquons que la SPWM génère une tension de mode commun composée de douze variations réparties sur plusieurs impulsions (Figure 3.27.a), alors que la synchronisation totale ne génère que six résidus par période de découpage. Dans le cas où les temps morts ne sont pas compensés, des résidus de la largeur du temps mort sont présents à chaque période de découpage (Figure 3.27.b). Lorsque ces temps morts sont compensés, le nombre de ces résidus décroît, mais du fait des compensations imprécises au passage par zéro du courant certains persistent (Figure 3.27.c). Enfin lors d'une compensation idéale des temps morts

(Figure 3.27.d), le nombre de résidus de la largeur du temps mort est quasiment nul, il reste tout de même les résidus liés aux commutations TD à cassure de pente (Figure 3.27.d).



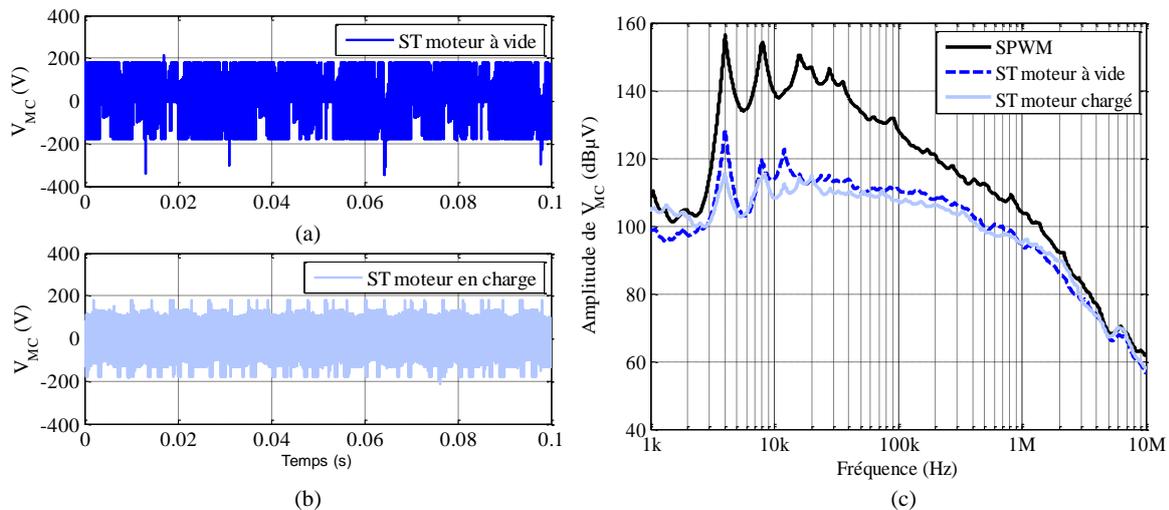
**Figure 3.28 :** Contenu spectral de la tension de mode commun en pour différentes stratégies de modulation et de la compensation des temps morts

Dans le cas de l'utilisation de la synchronisation totale, le contenu spectral est toujours plus faible dans la plage de fréquence allant de 4kHz à 10MHz. Par exemple, à 150kHz (fréquence qui marque le début de la bande de fréquence de la norme CEM des perturbations conduites), la compensation des temps morts permet une réduction de 7 dBµV qui s'additionne au gain de 7 dBµV déjà présent sans compensation. En revanche, il apparaît qu'une compensation idéale des temps morts n'apporte que très peu d'amélioration (Figure 3.28) par rapport à une compensation imprécise, basée sur le signe du courant commuté. Ce résultat démontre que dans le cas d'une compensation des temps morts, même imparfaite, le contenu spectral de la tension de mode commun est dominé principalement par les résidus des commutations dont la largeur est inférieure au temps mort. Finalement, la compensation des temps morts basée sur le signe du courant semble suffisante pour l'amélioration des performances de la synchronisation totale quant à la génération de résidus désynchronisés par les temps morts.

### 3.3. Effets de la charge appliquée au variateur de vitesse

La durée des commutations de type TD est fonction du courant commuté, à ce titre des résidus de durée importante peuvent apparaître. C'est notamment le cas lors de la synchronisation des commutations à cassure de pente avec des commutations plus rapides (Figure 3.25). Ces résidus génèrent un contenu spectral similaire à celui des résidus sans compensation des

temps morts (Figure 3.15). Nous avons vu au paragraphe 1.3.1 qu'il serait préférable, pour les résidus TD – TD, que les durées des commutations soient similaires. Pour favoriser ces cas, des commutations à fort courant commuté sont souhaitables. Ainsi, l'augmentation du courant commuté et donc de la puissance absorbée (ou réinjectée) sur le réseau électrique par le variateur de vitesse, permettrait d'améliorer les performances de la synchronisation totale. Pour constater cet effet, une simulation du dispositif étudié est réalisée avec un courant absorbé du réseau de  $7A_{\text{eff}}$  (correspondant au moteur en charge). La tension de mode commun obtenue pour ce point de fonctionnement est comparée à celle obtenue avec le moteur est à vide, soit  $1.2A_{\text{eff}}$  absorbé par le VV. Ces simulations sont réalisées pour une compensation des temps morts basée sur le signe du courant (Figure 3.29).



**Figure 3.29** : Résultats de simulation temporelle (a, b) et analyse fréquentielle (c) d'une tension de mode commun pour un moteur à vide et chargé

L'augmentation de la charge permet, dans le cas de la synchronisation totale, une réduction du contenu spectral de la tension de mode commun. Cette diminution s'explique par l'apparition de résidus des commutations de durée plus faible à l'origine du contenu spectral entre 4kHz (fréquence de découpage) et 1MHz. Au-delà, uniquement les  $dV/dt$  influent sur le contenu spectral. En revanche, dans le cas de la stratégie de modulation SPWM, l'augmentation de la valeur du courant absorbé par le variateur de vitesse n'entraîne pas de modification du contenu spectral entre 4kHz et 1MHz puisque la forme de la tension de mode commun est une association de trapèzes dont seule la durée est impactée dans cette gamme de fréquences<sup>40</sup>. Au-delà, le contenu spectral est similaire car les fronts de tension sont identiques quelle que soit la stratégie de modulation appliquée.

Pour conclure les paragraphes 3.1 à 3.3, on peut dire qu'à chaque période de découpage plus d'un tiers des résidus générés sont impactés par la compensation des temps morts. Ainsi, la compensation des temps morts se révèle très bénéfique pour l'amélioration des performances de la synchronisation totale. Nous venons de montrer qu'une simple compensation des temps morts basée sur le signe du courant est suffisante pour tirer pleinement parti des performances de la stratégie de modulation développée, et ce malgré

<sup>40</sup> Cf. chapitre 1 paragraphe 1.2

l'imprécision au passage par zéro du courant. On peut noter également que contrairement aux stratégies de modulations classiques, l'augmentation de la charge (courant commuté), et donc de la raideur ( $dV/dt$ ) des commutations TD, permet une réduction du contenu spectral de la tension de mode commun. Cette amélioration par accélération des commutations sera développée au paragraphe suivant.

#### 4. Voies d'optimisation du contenu spectral de la tension de mode commun

Nous venons de voir que des facteurs tels que le synchronisme des commutations ou encore la raideur des fronts de commutation imposent le contenu spectral de la tension de mode commun. Dans ce paragraphe, nous allons présenter les voies d'amélioration possibles de la synchronisation totale par une optimisation des résidus.

Ces voies sont les suivantes :

- Une action sur les vitesses des commutations de telle sorte à réduire la durée et donc la signature spectrale basse fréquence des résidus de commutations.
- Une action sur les résidus DT – DT pour lesquels une compensation du synchronisme permettrait une réduction notable de ces résidus car leurs  $dV/dt$  sont invariants.
- Une action sur la symétrie des résidus par un synchronisme des commutations de tension au lieu d'un synchronisme des ordres logiques issus de la stratégie de modulation.

##### 4.1. Augmentation des vitesses de commutation

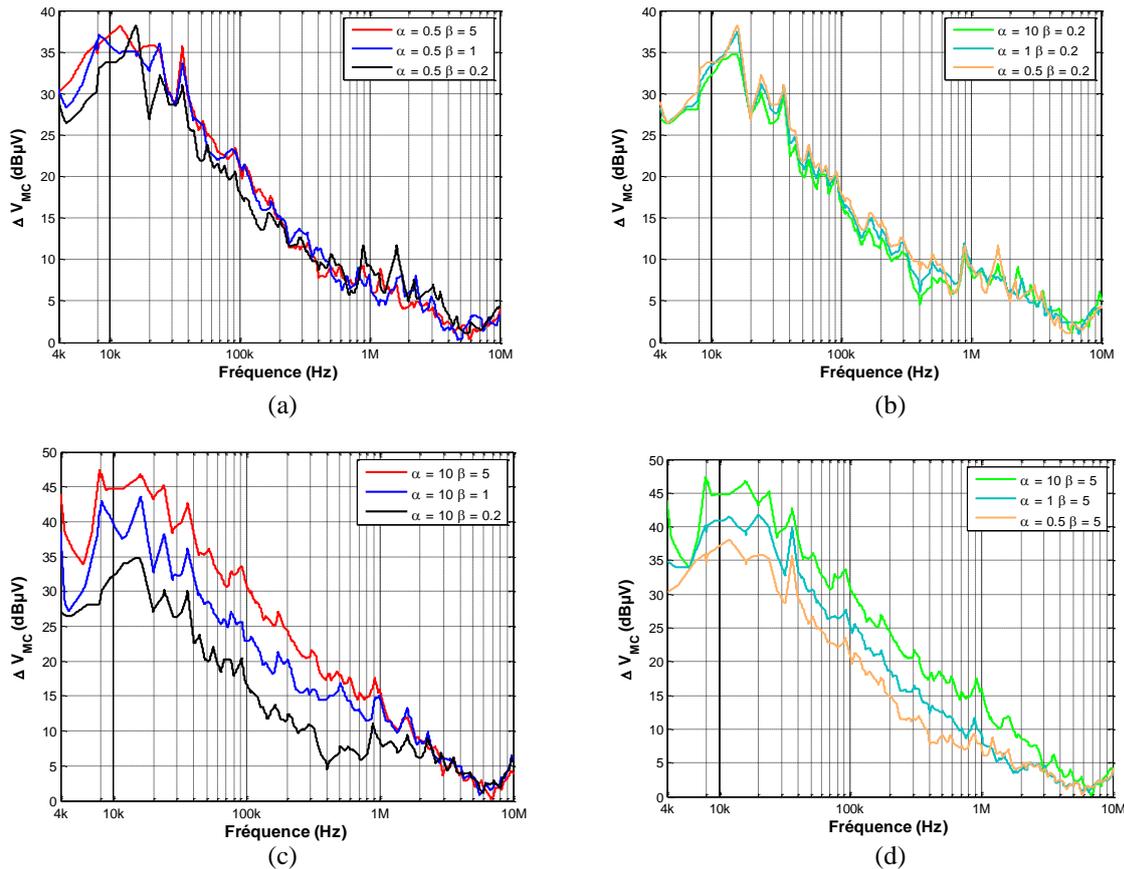
Afin d'étudier l'impact de la vitesse de commutation sur le contenu spectral de la tension de mode commun, une variation paramétrique des  $dV/dt$  est opérée à l'aide de la méthode de modélisation 2, par l'ajout d'un coefficient multiplicatif  $\alpha$  pour les commutations de type DT et  $\beta$  pour les commutations de type TD tel que :

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{TD} = \beta \times f(i_{commuté}) \text{ kV}/\mu\text{s} \quad \beta \in (0,5 - 1 - 10) \quad (\text{Eq 3.6})$$

$$\left(\frac{dV}{dt}\right)_{DT} = \alpha \times 1.5 \text{ kV}/\mu\text{s} \quad \alpha \in (0,5 - 1 - 10) \quad (\text{Eq 3.7})$$

Les tensions de mode commun sont obtenues avec une simulation similaire à la précédente, seul le point de charge est modifié (le courant absorbé par le variateur de vitesse est fixé à  $5A_{eff}$ ) et une compensation des temps morts basée sur le signe du courant. A partir de ces conditions de simulation, une évaluation paramétrique de l'impact de la vitesse de commutation sur le contenu spectral de la tension de mode commun est effectuée. Les résultats de cette étude sont présentés en fonction de la différence des contenus spectraux  $\Delta V_{MC}$  des stratégies classique et de synchronisation totale.

$$\Delta V_{MC} = V_{MC\_SPWM} - V_{MC\_ST} \quad (\text{Eq 3.8})$$

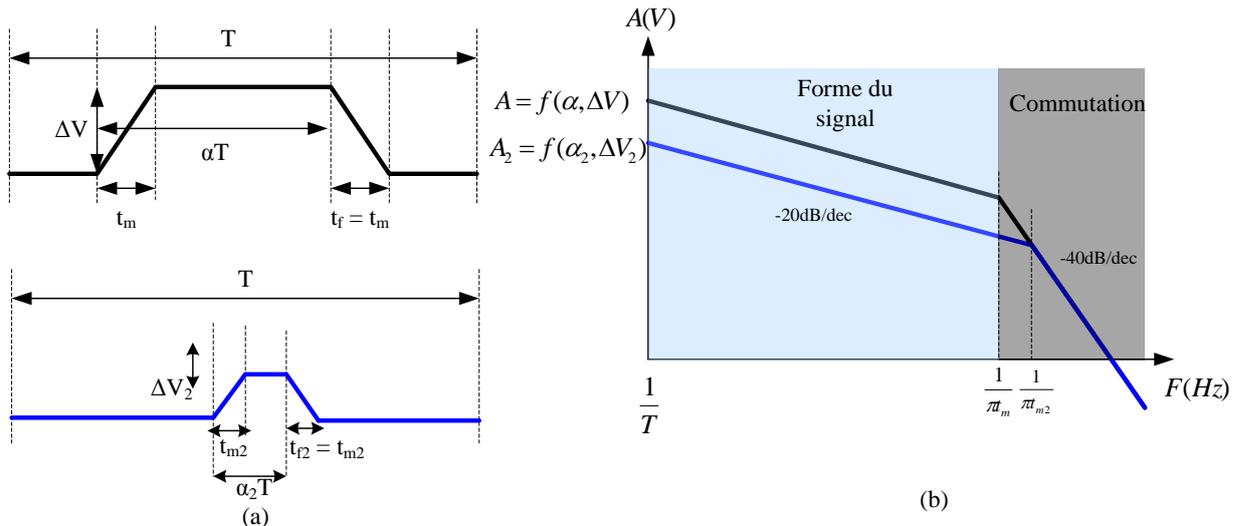


**Figure 3.30 :** Evolution relative de la tension de mode commun pour

- (a) : des commutations DT ralenties et TD accélérées ou ralenties,
- (b) : des commutations TD ralenties et DT accélérées ou ralenties,
- (c) : des commutations DT accélérées et TD accélérées ou ralenties,
- (d) : des commutations TD accélérées et DT accélérées ou ralenties

Pour  $\alpha = 0,5$ , quelle que soit la valeur de  $\beta$ , les écarts relatifs restent les mêmes (Figure 3.30.a) sur toute la plage de fréquence [4kHz -10MHz]. Le même constat est fait pour une valeur de  $\beta = 0,2$  (Figure 3.30.b). En revanche, pour une accélération des commutations DT d'un facteur 10 (Figure 3.30.c), suivant la valeur de  $\beta$ , le gain relatif apporté par la synchronisation totale peut atteindre 10dB $\mu$ V dans la bande jusqu'à 1MHz. De plus, dans le cas d'une variation de  $\alpha$  et d'une accélération des commutations TD (Figure 3.30.d), l'écart relatif entre les différentes stratégies de modulation peut atteindre plusieurs dB $\mu$ V.

Au-delà de quelques MHz, les gains apportés par la réduction des temps de commutation sont quasiment nuls car la synchronisation totale influence principalement la décomposition harmonique des tensions à la fréquence de découpage évoquée au chapitre 1. Une représentation asymptotique du contenu spectral d'une impulsion (issue d'une stratégie de modulation de type SPWM) et d'un résidu issu de la synchronisation de deux impulsions est donnée à la Figure 3.31.



**Figure 3.31** : Comparatif temporel (a) et fréquentiel (b) entre une impulsion et un résidu de commutation de type DT - DT

Pour une impulsion, la décomposition peut être divisée en deux parties :

- ⇒ La première est liée à la largeur de l'impulsion ( $\alpha T$ ) avec une décroissance en 20dB/déc. Le niveau à la fréquence de découpage ( $1/T$ ) est fonction de l'intégrale de ce signal (aire sous la courbe). Cette partie sera nommée forme du signal.
- ⇒ La seconde est liée aux commutations ( $dV/dt$ ) avec une décroissance en 40dB/déc. Cette décroissance s'opère au-delà du MHz.

Pour un résidu de commutation de type DT – DT :

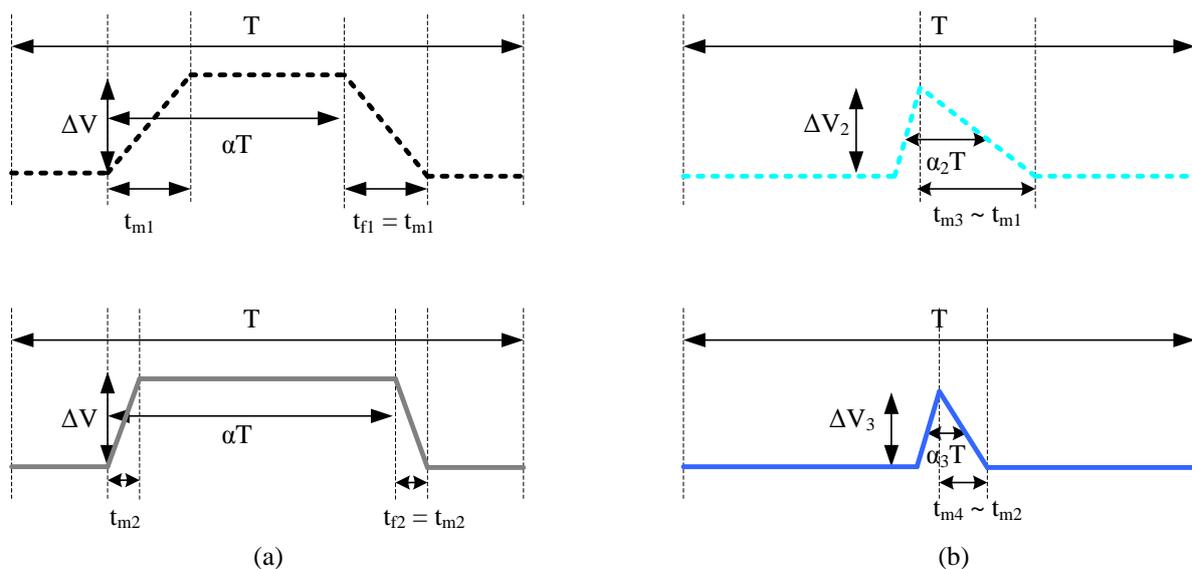
- ⇒ La partie basses fréquences est toujours liée à la largeur de l'impulsion ( $\alpha_2 T$ ) avec une décroissance en 20dB/déc. Mais contrairement à l'impulsion, le palier est généré par une compensation des fronts de commutation modélisés par des droites qui est plus faible en amplitude qu'une impulsion.
- ⇒ La partie liée au  $dV/dt$  (identique dans les deux cas) a lieu à des fréquences plus élevées du fait de la commutation des transistors qui dure moins longtemps (une partie des commutations se compense).

Ainsi, le niveau à la fréquence de découpage des résidus est plus faible que celui des impulsions (aire sous la courbe plus faible). En revanche, puisque les commutations sont présentes dans le cas des résidus, l'atténuation liée aux commutations est similaire à celle générée par des impulsions. Donc, pour des fréquences supérieures à  $\frac{1}{\pi\tau_m}$ , l'amplitude du contenu spectral est quasiment la même quelque soit la stratégie de modulation utilisée.

Pour les autres types de résidus (TD – DT et TD – TD), la distinction entre forme du signal et la commutation est difficile car le résidu n'est composé que de commutations. La notion de largeur d'impulsion n'existe pas, mais, on peut définir une durée du résidu  $\alpha_2 T$  ainsi qu'une fréquence à partir de laquelle le  $dV/dt$  définit le contenu spectral. En revanche, l'atténuation correspondant à la forme du résidu ne présentera pas une décroissance en 20dB par décade.

Généralement, dans la gamme de fréquences liée à la forme du signal, les résidus n'ont pas de décroissance en 20dB/déc puisqu'ils sont uniquement constitués de commutations. De plus, des commutations « lentes » (Figure 3.32.b) vont générer des résidus de durée élevée et entraîner une augmentation du niveau spectral à la fréquence de découpage. Et cette augmentation se traduira par une élévation du niveau des perturbations générées par le résidu jusqu'aux fréquences où la commutation est dominante (Figure 3.33).

D'un point de vue qualitatif, ces différents signaux (Figure 3.32) vont avoir des signatures spectrales spécifiques données à la Figure 3.33. Pour des impulsions (courbes grise et pointillés noirs), le contenu spectral n'évolue qu'au gré de la vitesse de commutation. En revanche, pour des résidus, en plus de l'effet lié à la vitesse de commutation pour les hautes fréquences, le temps de commutation va aussi générer des résidus dont l'empreinte fréquentielle à la fréquence de découpage varie. Pour des commutations « lentes » les résidus auront une durée et une amplitude plus importante que pour des synchronisations de commutations « rapides » (Figure 3.32.a). Cette différence se caractérise par des niveaux d'amplitude différents à la fréquence de découpage (courbes bleues). De plus, augmenter la vitesse de commutation permet de profiter d'un gain sur une plage de fréquences plus importante.



**Figure 3.32 :** Représentation d'impulsions (a) et de résidus (b) sous différentes vitesses de commutations

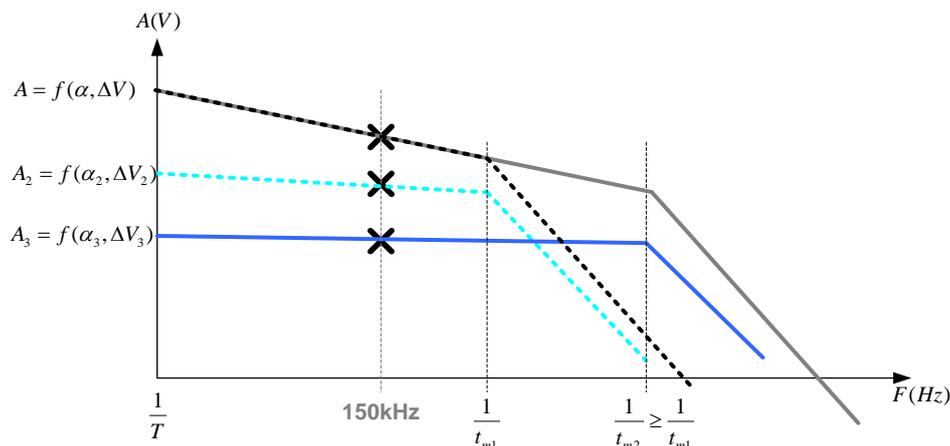


Figure 3.33 : Représentation asymptotique du contenu spectral des différentes impulsions et des résidus de commutations

### 4.2. Maximisation des résidus DT – DT

L'amélioration du contenu spectral de la tension de mode commun par augmentation des  $dV/dt$  n'est pas toujours possible notamment lorsque le variateur de vitesse alimente un moteur à vide. Dans ces conditions, une action sur les résidus impliquant des commutations de type TD n'est pas envisageable du fait de leur  $dV/dt$  variables. En revanche, les résidus de type DT – DT ne sont soumis qu'à des défauts de synchronismes, sous l'hypothèse de fronts de tension modélisés par des droites de pentes identiques (Figure 3.34).

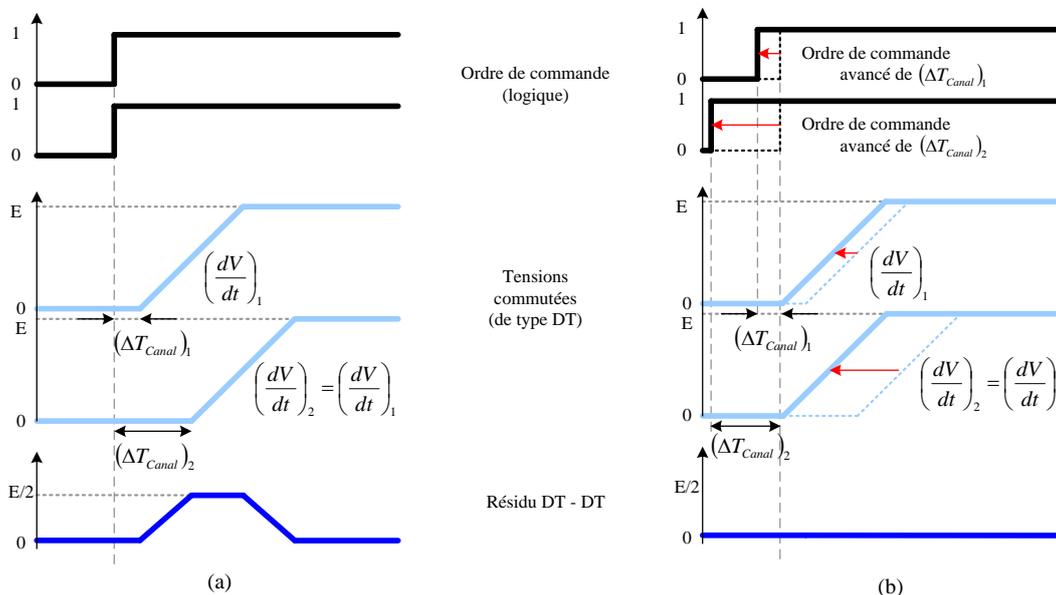


Figure 3.34 : Résidus de type DT – DT sans (a) et avec (b) compensation parfaite des défauts de synchronisme (commutation sous forme de droites)

Dans le cas d'une synchronisation totale, le nombre de résidus issus de la synchronisation de deux commutations DT est compris entre un et deux à chaque période de découpage (Tableau

3.8). Le nombre de résidus issus de la synchronisation de deux commutations de type DT est limité à deux au maximum et est fonction à la fois du signe des courants et de la solution de synchronisation choisie (Figure 3.26). Si l'on suppose que les courants sont triphasés sinusoïdaux, trente-six cas d'attribution de ces courants  $I_k$  aux différentes impulsions ( $\alpha_{Max}$ ,  $\alpha_{Int}$ ,  $\alpha_{Min}$ ) de chacun des convertisseurs sont envisageables. Parmi ces trente-six états liés au signe des courants de chacune des phases (six courants qui peuvent être soit positifs soit négatifs) seul douze sont représentatifs d'un fonctionnement moteur avec pour condition un facteur de puissance unitaire côté réseau (Annexe 4). Une maximisation du nombre des résidus de type DT, à chaque période de découpage, repose donc sur la connaissance des solutions de synchronisation et du signe des courants commutés. Le nombre de résidus DT – DT en fonction des solutions et des combinaisons de courant est donné Tableau 3.9.

**Tableau 3.9** : Nombre de résidus DT – DT pour chaque solution et pour chaque combinaison de courant

	Sol. 1	Sol. 2	Sol. 3	Sol. 4	Sol. 5	Sol. 6	Sol. 7	Sol. 8	Sol. 9	Sol. 10	Sol. 11	Sol. 12						
$I_3$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
$I_6$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
$I_9$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
$I_{12}$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
$I_{15}$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
$I_{18}$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
$I_{21}$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
$I_{24}$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
$I_{27}$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
$I_{30}$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
$I_{33}$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
$I_{36}$	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2

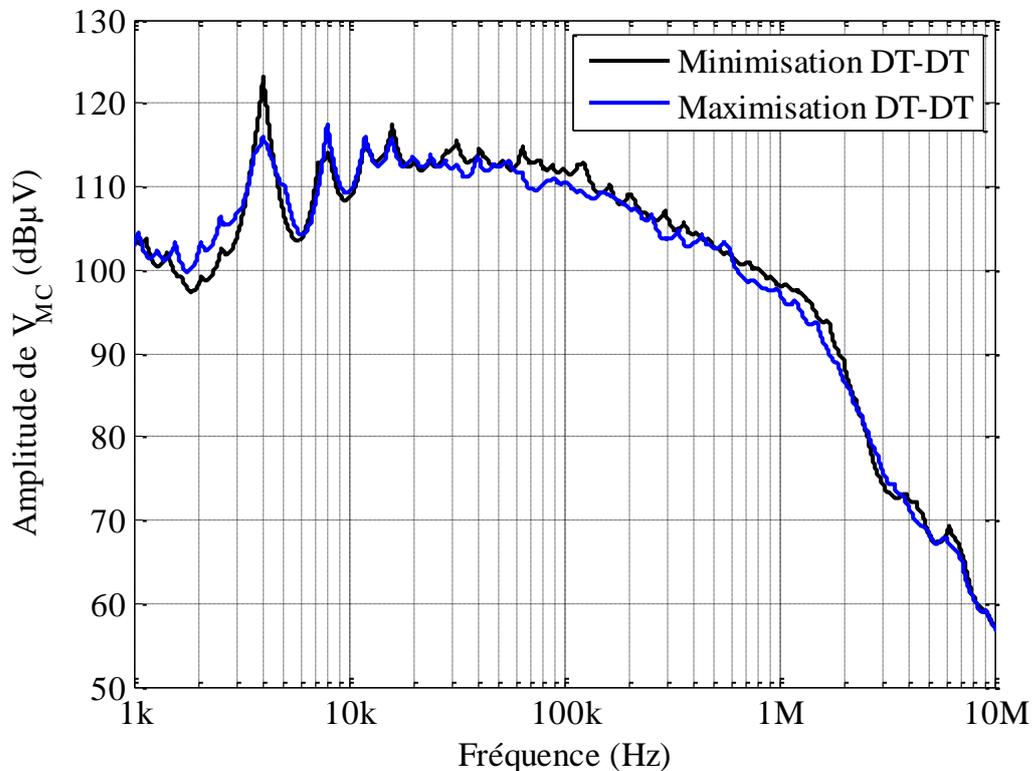
La connaissance du signe du courant étant nécessaire à la compensation des temps morts, elle ne nécessiterait pas l'ajout de mesures supplémentaires pour l'application de ce nouvel algorithme. L'étude est effectuée par simulation dans les mêmes conditions que précédemment (moteur chargé à 3kW). Dans ces conditions, le nombre de résidus générés sur une période fixée à 100ms est égal à 2400<sup>41</sup>. La maximisation de ces résidus consisterait à en générer un tiers de type DT-DT soit 800 au total (Tableau 3.10). Et la minimisation des résidus fournirait 600 résidus de type DT – DT.

**Tableau 3.10** : Exemple de recensement de résidus issus de la maximisation de synchronisations de type DT sans contrainte de confinement

	<i>Minimisation DT-DT</i>	<i>Maximisation de résidus DT-DT</i>	<i>Minimum théorique</i>	<i>Maximum théorique</i>
<i>Synchronisations DT-DT</i>	530	780	600	800

<sup>41</sup> 6 résidus par période de découpage (250 $\mu$ s) et 400 périodes de découpage sur une période (100ms)

De plus, les retards imposés par l'établissement du courant dans le canal des transistors sont idéalement compensés. Ainsi, toutes les commutations de type DT débutent au même instant. Les résultats de l'analyse fréquentielle, dans le cas d'une maximisation et d'une minimisation des résidus DT – DT, est donnée à la Figure 3.35.



**Figure 3.35 :** Comparaison des contenus spectraux de tension de mode commun pour une maximisation et une minimisation des résidus de type DT - DT

Le gain sur le contenu spectral est un peu plus faible lors de l'application d'une maximisation (Figure 3.35). Ainsi, 3dBµV sont gagnés sur une plage de fréquence allant de 30kHz à 2MHz. Le faible gain s'explique en partie par la présence des autres résidus de commutations qui continuent d'imposer un contenu spectral riche à la tension de mode commun.

De plus, la maximisation des résidus de commutations de type DT – DT nécessite de :

- s'autoriser la coexistence d'impulsions « positives » et « négatives » sur une même période de découpage<sup>42</sup> à l'origine d'une ondulation du courant plus importante,
- d'utiliser, à tout point de fonctionnement, différentes solutions de synchronisation des différents fronts offerts par la ST ce qui complexifie l'algorithme décisionnel.

Finalement, l'optimisation de la tension de mode commun par une maximisation de résidus DT – DT dont la compensation des défauts de synchronisme est similaire à celle des temps morts, n'apporte que peu de gains en mode commun vis-à-vis des contraintes qu'elle engendre. C'est pour cela que cette voie d'amélioration ne sera pas retenue par la suite.

<sup>42</sup> Cf. chapitre 2 paragraphe 4.2

### 4.3. Optimisation de la symétrie des résidus de commutations

Dans le paragraphe 1.3.1, nous avons vu qu'il était possible d'améliorer le contenu spectral des résidus mixtes par une symétrie du résidu de commutation. Or, les commutations de type TD sont fonction du courant commuté et ne permettent pas d'obtenir des résidus symétriques (Figure 3.36.a). Le seul moyen de maintenir une symétrie des résidus mixtes consiste à synchroniser les commutations à la moitié de la tension commutée  $E/2$  (Figure 3.36.b).

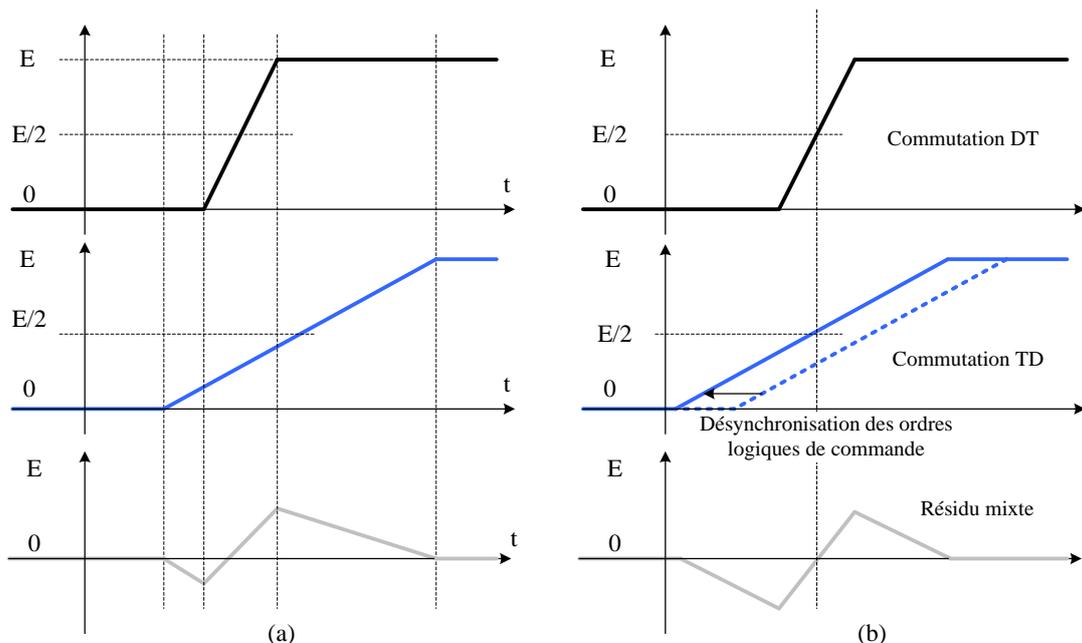


Figure 3.36 : Formation d'un résidu mixte sans (a) et avec (b) synchronisation à mi-tension

Ce type de synchronisation que l'on appellera par la suite **synchronisations à mi-tension** peut être appliqué à toutes les commutations de telle sorte à optimiser les résidus. Elle nécessite la connaissance du type et de la durée de chacune des commutations à mi-tension en fonction du courant commuté. Un exemple de ces temps pour les commutations de type DT (Figure 3.37.a) et de type TD (Figure 3.37.b) est donné en fonction du courant commuté.

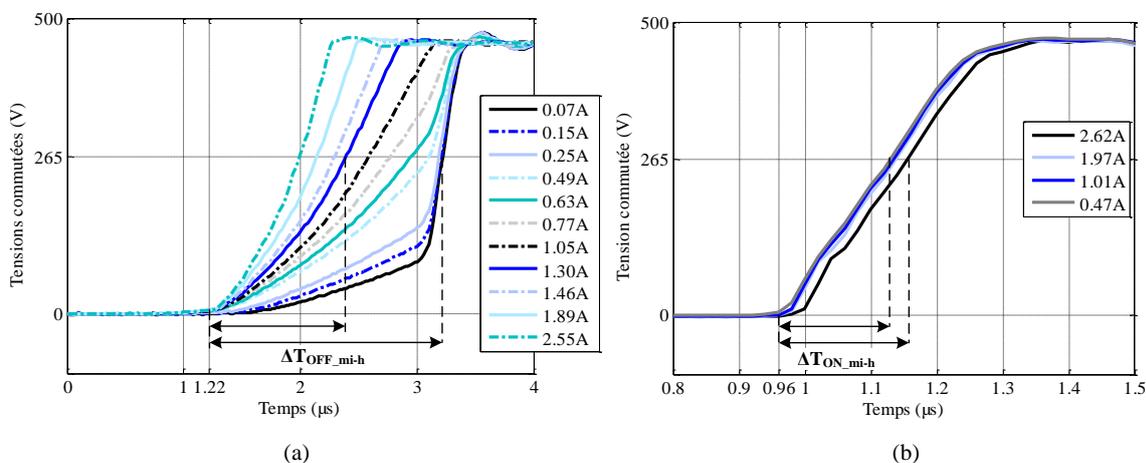
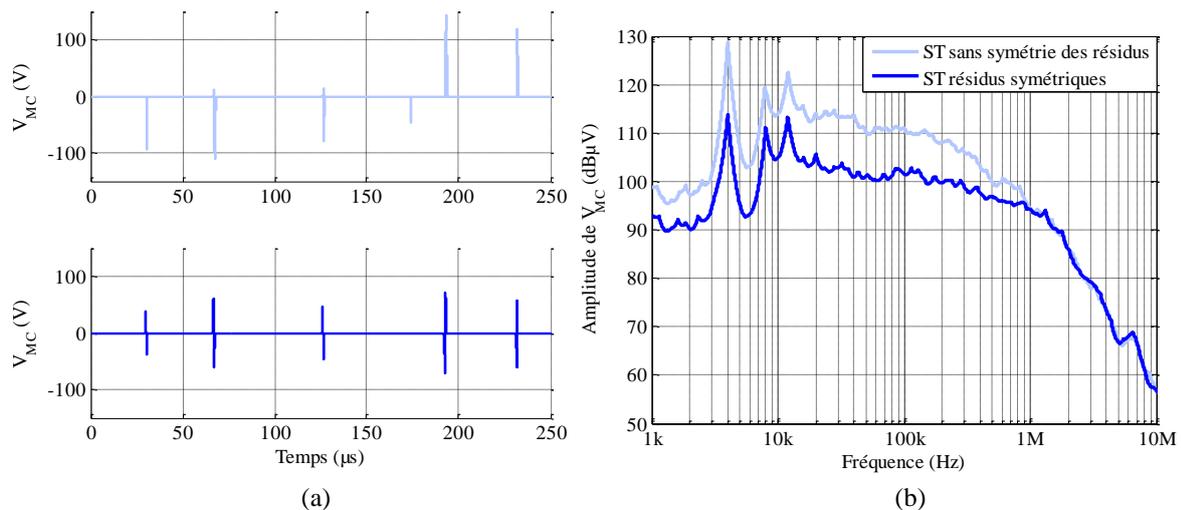


Figure 3.37 : Détermination des durées pour atteindre la mi-tension des commutations TD (a) et DT (b) mesurées expérimentalement

La mesure des durées pour atteindre la mi-tension pour les commutations DT et TD est donnée à 265V qui correspond à la moitié de la tension du bus continu réglée par l'AFE lors des simulations ainsi que lors des validations expérimentales (chapitre 4). Ces durées sont ainsi appliquées de façon prédictive aux ordres de commande des transistors sous réserve de connaître le courant commuté pour chacun des ordres de commande. Afin d'observer l'effet de ces synchronisations à mi-tension, une simulation est réalisée dans les mêmes conditions que précédemment lorsque le moteur est à vide. La tension de mode commun sans et avec synchronisation à mi-tension obtenue à l'aide de la méthode de modélisation n°2 est comparée dans les domaines temporels et fréquentiels (Figure 3.38).



**Figure 3.38 :** Résultats des simulations temporelles sur une période de découpage (a) et analyses fréquentielles (b) de la tension de mode commun sans et avec une synchronisation à mi-tension

Pour une période de découpage (Figure 3.38.a), lorsqu'une symétrie des impulsions est appliquée, les résidus DT-DT sont annulés car les délais liés aux commutations DT sont compensés. Ainsi, le quatrième résidu présent sur la Figure 3.38.a sans compensation est annulé puisqu'il s'agit d'un résidu issu d'une commutation de type DT-DT. De plus, on observe une symétrie des résidus par rapport à zéro qui n'est pas présente lorsque la synchronisation à mi-tension n'est pas appliquée. Nous verrons au cours du chapitre 4 que l'obtention de cette symétrie des impulsions est difficile à réaliser car les commutations réelles ne sont pas linéaires. De plus, la qualité de ce type de synchronisation dépend principalement de l'estimation de la valeur du courant à l'instant exact de la commutation. Or nous verrons au chapitre 4 que ce courant n'est généralement pas mesuré en pratique. Cependant, dans des conditions optimales, la synchronisation à mi-tension permettrait de réduire le contenu spectral de la tension de mode commun de 10dBμV sur une bande de fréquence allant de 4kHz à 200kHz (Figure 3.38.b). Ensuite une amélioration moindre reste effective jusqu'à 1MHz, au-delà, la synchronisation à mi-tension n'a plus d'effet sur la tension de mode commun car le contenu spectral est imposé par les variations de tension identiques dans les deux cas.

## 5. Conclusion du chapitre

Dans ce troisième chapitre, nous avons étudié les imperfections sur la tension de mode commun qui sont liées à la commutation des transistors ainsi que toute autre source de désynchronisations due aux variations des tensions des différentes phases de l'onduleur et de l'AFE tels que les temps morts. Pour une stratégie de modulation classique (SPWM), ces imperfections ont un effet sur le contenu spectral de la tension de mode commun au-delà de quelques mégahertz. En revanche, lors de l'application de la méthode de synchronisation totale (ST), la tension de mode commun obtenue est réduite uniquement à la synchronisation de commutations imparfaites. Ces synchronisations donnent lieu à des résidus de commutations sur la tension de mode commun qui seront à l'origine du contenu spectral de cette tension dès la fréquence de découpage (quelques kilohertz). Il était donc nécessaire de modéliser finement les commutations afin de rendre compte mais également d'évaluer par simulation la méthode ST dans la réduction des perturbations de mode commun.

Des modèles de commutation de transistors basés sur des phénomènes intrinsèques aux transistors tels que la variation de l'instant et de la durée de commutation en fonction du courant commuté ont été développés. Deux modèles simples ont ainsi été proposés avec une précision croissante par rapport à la commutation réelle des transistors. Il est apparu qu'un modèle mêlant précision et simplicité est souhaitable pour la prise en compte d'un maximum de phénomène intervenant lors de la synchronisation de commutations réelles, le tout pour un temps de simulation raisonnable.

Puis, une évaluation des performances de la synchronisation totale a été réalisée à l'issue de laquelle la compensation des temps morts, par un réajustement des ordres de commande logique des transistors, s'est avérée nécessaire pour une réduction accrue du contenu spectral de la tension de mode commun. Nous avons montré également qu'une compensation des temps morts imprécise, basée sur le signe du courant commuté, est suffisante pour tirer pleinement profit des avantages de la synchronisation totale. Des pistes d'optimisation des performances de la synchronisation totale ont aussi été développées. Ces optimisations sont basées, d'une part sur une réduction des durées de commutations atteignables avec l'utilisation de composants rapides tels que le carbure de silicium ; et d'autre part sur la création de résidus de commutations symétriques.



## **Chapitre 4 :**

### Validation expérimentale

1.	Mise en œuvre du dispositif expérimental.....	136
1.1.	Spécifications techniques .....	136
1.2.	Description des moyens de mesure .....	137
1.3.	Mise en œuvre de l'algorithme de synchronisation totale .....	138
2.	Validation des performances en mode commun.....	140
2.1.	Validation du principe de synchronisation totale .....	140
2.2.	Effet de la compensation des temps morts .....	141
2.3.	Amélioration de la symétrie des résidus de commutation .....	144
2.3.1.	Homogénéisation des $dV/dt$ .....	144
2.3.2.	Symétrie des résidus de commutation .....	145
2.3.3.	Conséquences sur la tension de mode commun .....	152
2.4.	Conséquences sur le courant de mode commun .....	156
3.	Apports de la ST dans le domaine industriel.....	159
3.1.	Modèle de mode commun simplifié du dispositif expérimental .....	160
3.1.1.	Mesure des capacités du câble et du moteur ( $C_{O_1}$ ).....	161
3.1.2.	Mesure des capacités d'un module de puissance : $C_{bus-terre}$ et $C_{phases-terre}$ .....	163
3.1.3.	Mesure des capacités entre RSIL et variateur : $C_{R_1}$ .....	164
3.1.4.	Validation du modèle .....	165
3.2.	Contraintes CEM pour un variateur de vitesse standard (stratégie de modulation SPWM) .....	166
3.2.1.	Effet de la longueur du câble moteur.....	166
3.2.2.	Saturation des filtres de mode commun .....	168
3.3.	Application de la synchronisation totale .....	169
3.3.1.	Contrainte liée aux grandes longueurs de câble .....	169
3.3.2.	Réduction du flux dans le noyau magnétique de la bobine de mode commun.....	173
4.	Conclusion du chapitre .....	177

Ce dernier chapitre est dédié à l'étude de l'implantation expérimentale de la stratégie de modulation développée. Un variateur de vitesse composé d'un redresseur entièrement commandé (AFE) est réalisé dans le but de valider la méthode de réduction des perturbations électromagnétiques de mode commun proposée.

Dans une première partie la mise en œuvre du dispositif expérimental et l'implémentation de l'algorithme décisionnel seront présentées. Dans une seconde partie, la validation des performances de la méthode ST sera présentée. Ainsi, les défauts de synchronisme des commutations présentés au chapitre 3 et qui nécessitent des actions telles que la compensation des temps morts ou encore l'optimisation des résidus de commutation pour l'amélioration des performances de la ST, seront validées. De plus, une vérification de la réduction des courants de mode commun, qui représentent une des grandeurs électriques mesurées dans le cadre des normes de pollution des réseaux électriques, sera vue. Finalement, dans une troisième partie, l'apport de la ST sera étudié dans le domaine industriel.

## 1. Mise en œuvre du dispositif expérimental

A partir d'un contrôle simple (présenté au chapitre 1, paragraphe 3.2.2) simulé sous Matlab Simulink© et un portage de ce contrôle sur DSP (bibliothèque Embedded Coder de Matlab Simulink), un AFE a pu être validé expérimentalement à l'aide de cartes FPPP<sup>43</sup>. Ces dernières ont été développées, à l'origine, au sein de l'entreprise Schneider Electric pour la validation des lois de contrôle moteur dans le cadre de projets d'anticipation.

### 1.1. Spécifications techniques

L'AFE a été réalisé en utilisant un variateur de vitesse issu du commerce fourni par Schneider Electric (ATV71) pour lequel l'onduleur a été utilisé comme AFE. Quelques spécifications de ce variateur de vitesse sont données ci-après :

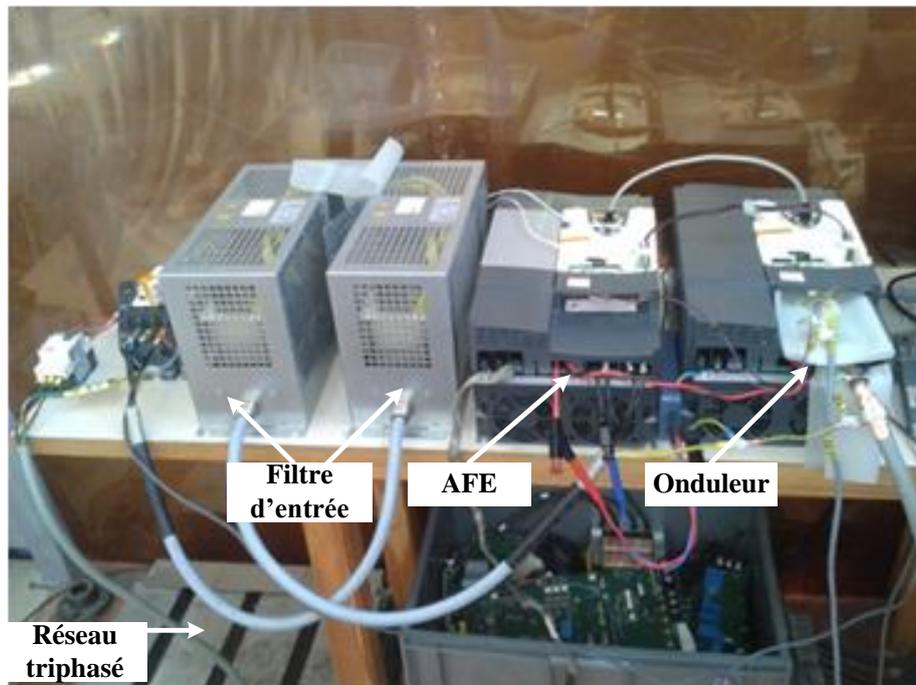
- Référence : ATV71HD15N4
- Puissance fournie au moteur : 15kW
- Tension efficace entre phases en sortie : 480V au maximum
- Courant efficace : 33A
- Tension maximale du bus continu : 800V
- Condensateurs du bus continu : 2mF

De plus, le filtre utilisé à l'entrée de l'AFE est constitué de deux bobines en série d'une valeur globale de 4mH. Cette inductance se décompose en deux inductances différentielles de 2mH chacune. Le choix de ce type de filtrage par rapport au filtre LCL (chapitre 1 paragraphe 3) est utilisé d'une part pour limiter les éventuelles excitations du filtre (fréquences de résonance) par la fréquence de découpage générée par le convertisseur. D'autre part, la valeur élevée de l'inductance permet de minimiser l'ondulation du courant prélevé sur le réseau mais également d'obtenir une meilleure compensation des temps morts de l'AFE car l'ondulation du courant est plus faible.

---

<sup>43</sup> Fast Product Prototyping Platform

L'onduleur est aussi composé d'un variateur vitesse identique à l'AFE. Ainsi, le variateur de vitesse utilisé dans le cadre de ce travail de thèse est constitué d'une association de deux ATV 71 montés tête bêche (Figure 4.1). La charge est constituée d'un moteur asynchrone (400V – 11 kW) fonctionnant à vide pour les essais sur un banc de mesures CEM ou d'un moteur asynchrone (400V – 4kW) couplé à un moteur à courant continu faisant office de charge mécanique pour certains essais en charge.



**Figure 4.1** : Dispositif expérimental utilisé pour les mesures expérimentales

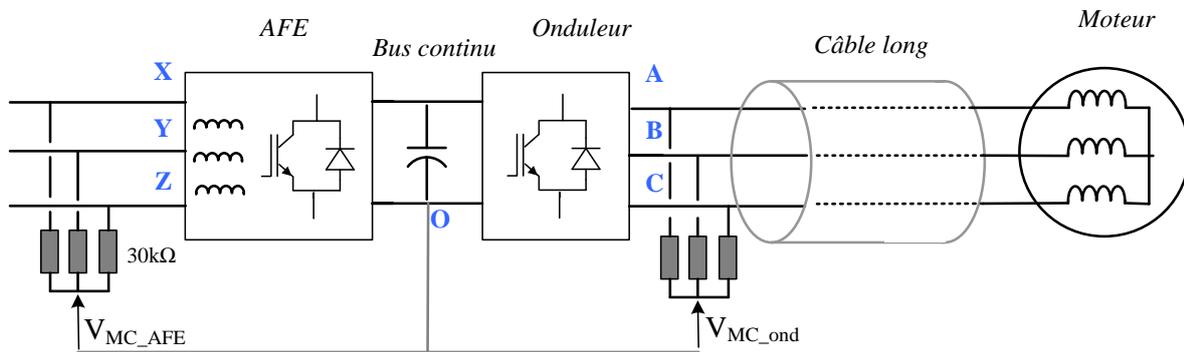
L'utilisation de deux moteurs différents est due à des contraintes matérielles lors des essais CEM sur paillasse qui n'offrait pas la possibilité d'effectuer des essais du moteur en charge (absence de banc de charge pouvant consommer 11kW).

## 1.2. Description des moyens de mesure

Afin d'évaluer les performances de la stratégie de commande proposée (ST) pour la réduction des perturbations conduites en mode commun du variateur de vitesse, deux types de mesures seront réalisés:

- Des mesures dites normatives, effectuées sur un banc de mesures équipé d'un RSIL et d'un récepteur de mesure (Rohde & Schwartz). La méthode de mesure normative est décrite dans le chapitre 1.
- Des mesures dites fonctionnelles, où la tension de mode commun générée par chaque convertisseur (AFE et onduleur) est mesurée entre le bus continu et un point neutre créé à l'aide de trois résistances d'une valeur 30k $\Omega$  chacune montées en étoile (Figure 4.2).

Ces résistances et les capacités des sondes de tension différentielles<sup>44</sup> utilisées forment un filtre passe-bas qui va limiter la bande de fréquences des mesures à quelques mégahertz.



**Figure 4.2** : Système de mesure des tensions de mode commun du variateur de vitesse étudié

### 1.3. Mise en œuvre de l'algorithme de synchronisation totale

Dans ce chapitre sont comparées deux stratégies de modulation :

- Une stratégie de modulation *classique* à impulsions centrées : SPWM
- La stratégie de modulation de synchronisation totale développée : ST

L'implémentation de ces deux stratégies de modulation est réalisée sur un DSP de Texas Instrument (TMS28335). Il possède six périphériques PWM (ou MLI) indépendants chacun pouvant générer deux signaux MLI complémentaires ou non.

Le déplacement des impulsions est réalisé au travers deux modulantes<sup>45</sup> présentes en entrée de chaque périphérique MLI. Cependant, une différence est à noter au niveau des valeurs de porteuses et de modulantes. Un DSP est un composant numérique, à ce titre toutes les opérations sont effectuées par rapport à une horloge cadencée à 150MHz. Ainsi, une porteuse en dent de scie descendante se présente sous la forme d'un décompteur dont la valeur initiale est fonction de la période de découpage T. Dans le cas d'une porteuse en dent de scie, ce maximum, PRD<sup>46</sup> est donné par l'équation 4.1.

$$PRD = \lfloor T \times f_{\text{horloge}} \rfloor - 1 \quad (\text{Eq 4.1})$$

De plus, une modulante  $m$ , généralement comprise entre 0 et 1 sera exprimée pour le DSP par :

$$m = \lfloor m_{[0,1]} \times PRD \rfloor \quad (\text{Eq 4.2})$$

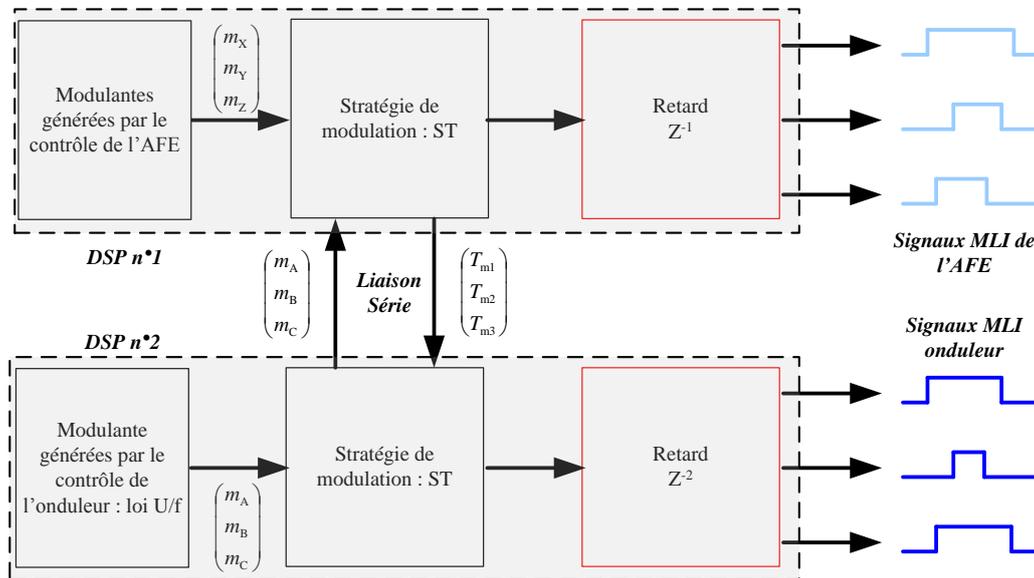
Il est théoriquement possible qu'avec un seul DSP 28335 de créer les douze signaux MLI nécessaires pour piloter tous les transistors de l'ensemble AFE – onduleur. Mais, les

<sup>44</sup> Sonde différentielle de Lecroy ADP305

<sup>45</sup> Cf. chapitre 1 paragraphe 3.3.2

<sup>46</sup> PRD = période

périphériques disponibles sur les cartes de contrôle utilisées n'étaient pas assez nombreux pour piloter à la fois l'AFE et l'onduleur. C'est pourquoi, un DSP a été utilisé sur chaque convertisseur pour répartir la charge de calcul nécessaire au bon fonctionnement de l'algorithme de synchronisation. La répartition des tâches entre le DSP de l'AFE et celui de l'onduleur est donnée à la Figure 4.3.

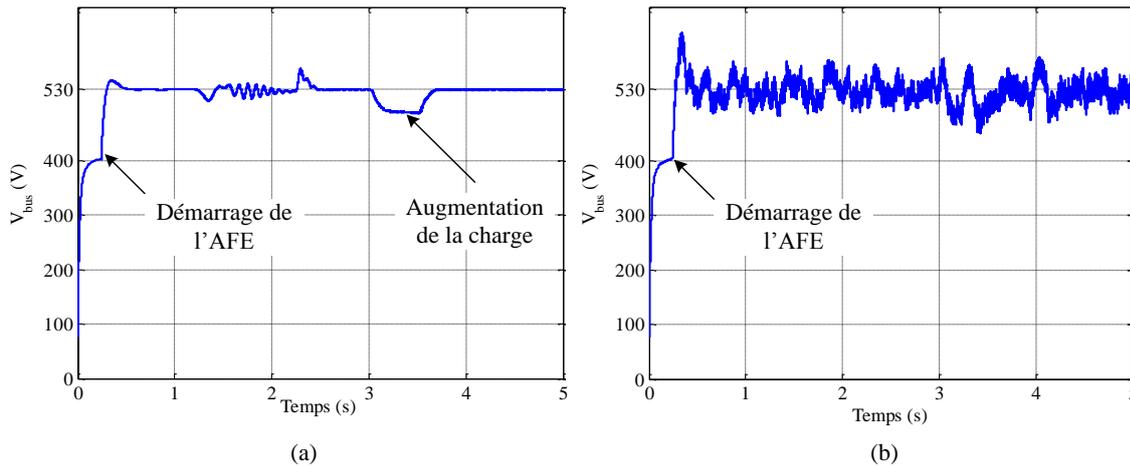


**Figure 4.3 :** Représentation schématique de l'implémentation de l'algorithme de synchronisation totale

Chaque DSP génère les modulantes nécessaires au contrôle de l'AFE et de l'onduleur, puis le calcul de  $T_{m1}$ ,  $T_{m2}$ ,  $T_{m3}$ <sup>47</sup> est réalisé par l'AFE au travers de la connaissance des modulantes de l'onduleur ( $m_A$ ,  $m_B$ ,  $m_C$ ). Puis les instants de commutation  $T_{m1}$ ,  $T_{m2}$ ,  $T_{m3}$  sont transmis à l'onduleur au travers d'une liaison série rapide (5Mbit/s). Le calcul de  $T_{f1}$ ,  $T_{f2}$ ,  $T_{f3}$  est ensuite réalisé par chacun des deux DSP.

De plus, la présence de la liaison série va nécessiter d'appliquer un retard entre la génération des modulantes et l'application des signaux MLI. Ce retard peut se traduire par une instabilité de la commande de l'AFE (l'onduleur fonctionne dans notre cas en boucle ouverte et n'est pas impacté par ce retard).

<sup>47</sup> Ces instants ont été définis au chapitre 2 - paragraphe 4.1



**Figure 4.4 :** Régulation de la tension du bus continu sans (a) et avec (b) un retard entre les modulant et les ordres de commandes appliqués à l'AFE (simulations)

Cette instabilité peut cependant être évitée par une augmentation du temps de réponse de la boucle de courant de l'AFE et permet de retrouver la stabilité de régulation observée à la Figure 4.4.a.

## 2. Validation des performances en mode commun

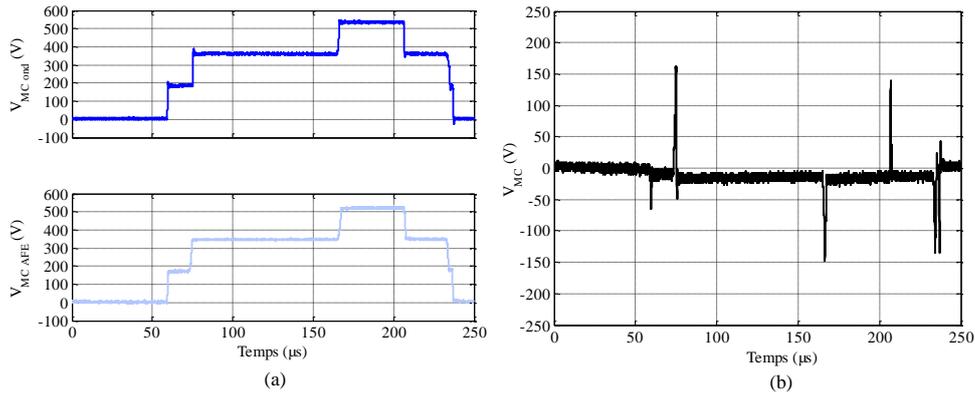
Dans cette section seront présentées :

- la validation expérimentale de l'impact des défauts de synchronisme et des fronts de tension ( $dV/dt$ ) qui sont à l'origine des résidus de commutation sur le contenu spectral de la tension de mode commun (temps morts, vitesse de commutation),
- les améliorations liées à l'obtention de résidus symétriques (voir au chapitre 3),
- la conséquence de la réduction de la tension de mode commun sur le courant de mode commun.

Afin d'effectuer cette validation, le variateur de vitesse est alimenté par un réseau 50Hz - 230V<sub>eff</sub> entre phases, la tension du bus continu est régulée à 530V. Le moteur est alimenté par une tension de 153V<sub>RMS</sub> et de fréquence fixée à 20Hz. Les deux convertisseurs fonctionnent à la même fréquence de découpage fixée à 4kHz et les temps morts sont réglés à 2 $\mu$ s. Toutes les analyses fréquentielles seront effectuées pour une période de fonctionnement de l'ensemble AFE – onduleur égale à 100ms (cette valeur correspond à une période de fonctionnement commune à chacun des convertisseurs).

### 2.1. Validation du principe de synchronisation totale

Afin de valider expérimentalement la méthode de synchronisation des commutations de l'AFE et de l'onduleur, une mesure des tensions de mode commun ( $V_{MC\_AFE}$  et  $V_{MC\_ond}$ ) générées par chacun des deux convertisseurs est effectuée (Figure 4.5.a). Puis, la différence de ces tensions est réalisée afin d'en déduire la tension de mode commun résultante générée par le variateur de vitesse (Figure 4.5.b)

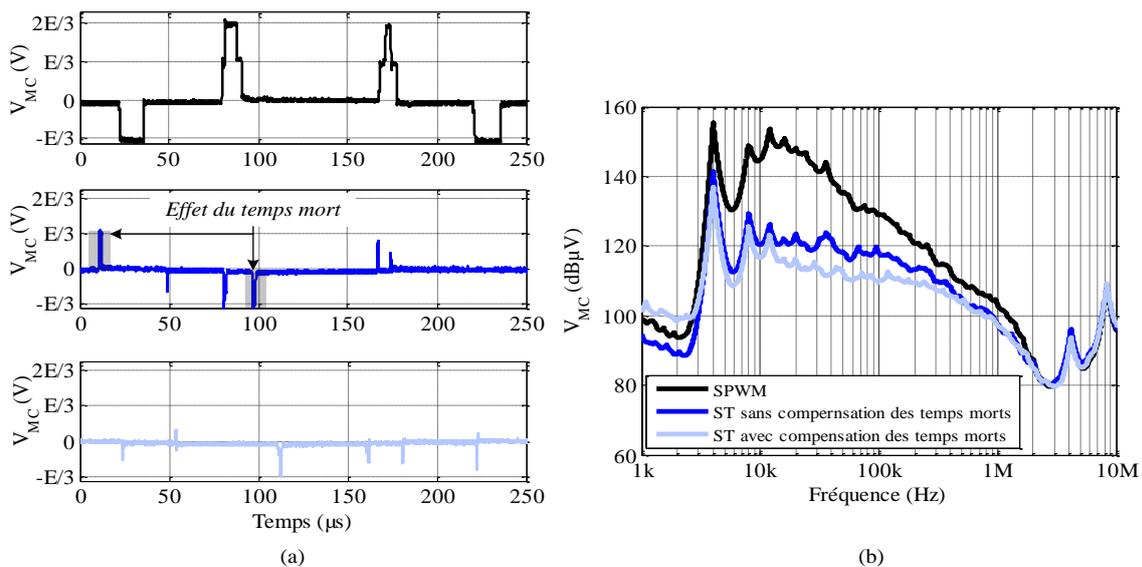


**Figure 4.5 :** Mesures expérimentales des tensions de mode commun induites par l’AFE et l’onduleur (a) puis par le variateur de vitesse (b) sur une période de découpage

A partir de ces résultats, nous constatons que les tensions de mode commun générées par l’AFE et l’onduleur sont synchronisées et à l’origine de résidus de commutation similaires à ceux modélisés au chapitre 3. Ce résultat démontre bien la validité de l’algorithme implémenté sur le dispositif expérimental. Il est désormais possible d’étudier expérimentalement l’impact des défauts de synchronisme tels que les temps morts ou les  $dV/dt$  sur la tension de mode commun générée par le variateur de vitesse.

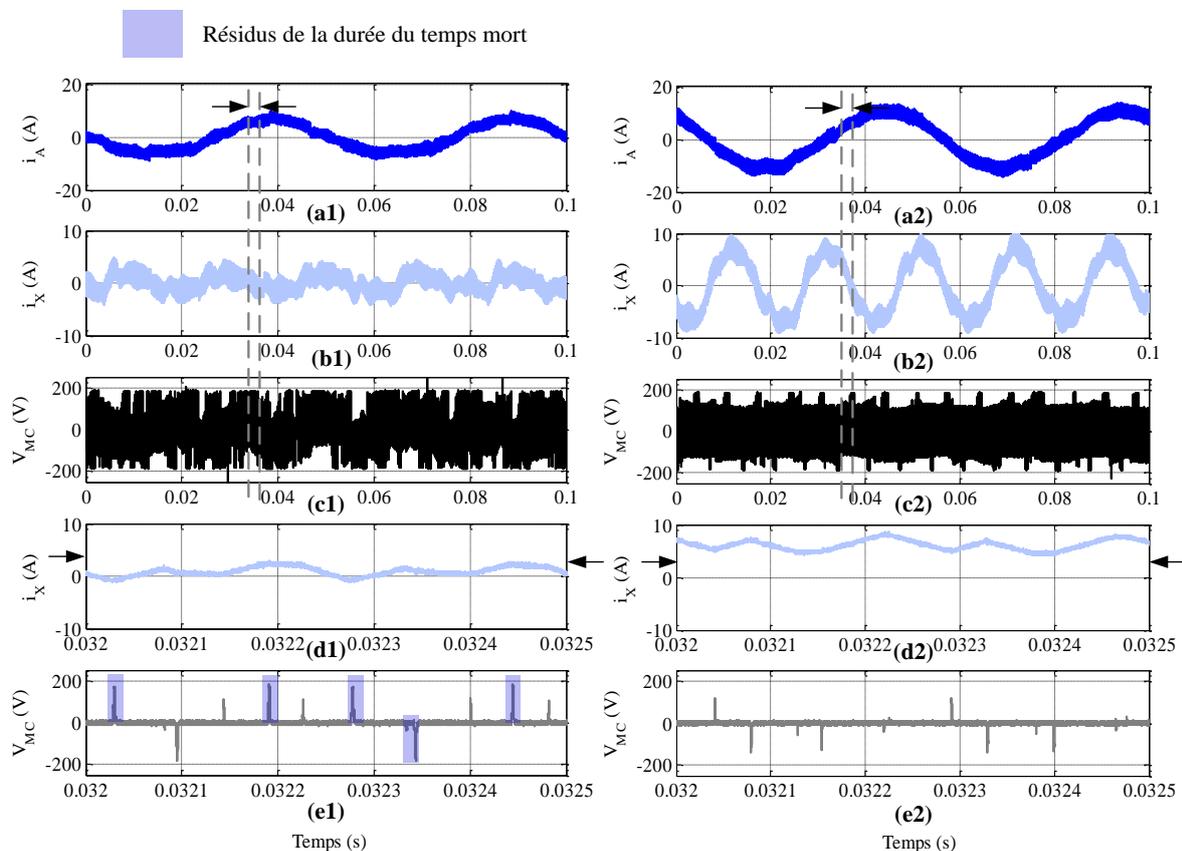
## 2.2. Effet de la compensation des temps morts

Des mesures de la tension de mode commun du variateur de vitesse utilisant la ST, avec et sans compensation des temps morts, est comparée à celle obtenue lors de l’application d’une stratégie de modulation classique (SPWM). Les résultats sont donnés dans les domaines temporel (Figure 4.6.a) et fréquentiel (Figure 4.6.b) pour une période de fonctionnement du variateur de vitesse.



**Figure 4.6 :** Forme d’onde de la tension de mode commun sur une période de découpage (a) analyse fréquentielle (b) pour les stratégies SPWM et ST avec et sans compensation des temps morts pour un fonctionnement à vide

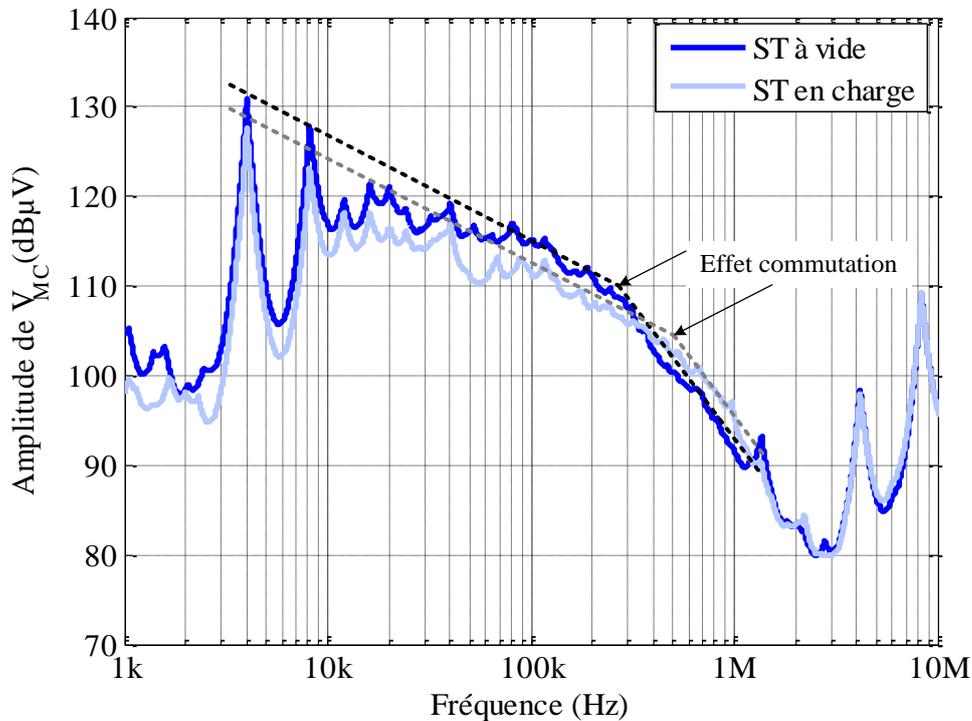
Alors que la SPWM crée une tension de mode commun composée de douze variations par période de découpage, la ST génère six résidus de tension. Ces derniers sont liés d'une part aux temps morts non ou mal compensés qui génèrent des impulsions de durée proche du temps mort, et d'autre part aux commutations des transistors qui ne sont pas rigoureusement identiques. La diminution de l'amplitude de la tension de mode commun, observée en temporel, se confirme dans le domaine fréquentiel par une diminution globale de l'amplitude dans une bande de fréquence allant de 4kHz à quelques MHz. Ainsi, à 150kHz, fréquence qui marque le début de la norme CEM des émissions conduites, la ST permet une réduction de 15dB $\mu$ V de l'amplitude de la tension de mode commun. Au-delà de quelques MHz, les résultats ne sont plus valides du fait que la mesure de la tension de mode commun du variateur de vitesse est obtenue à l'aide de trois résistances en étoile pour créer un neutre en entrée et en sortie du variateur (voir paragraphe 1.2). Néanmoins, ce résultat confirme l'évaluation effectuée au chapitre 3 (paragraphe 3.2) par une reconstitution des variations de tension en fonction du courant commuté.



**Figure 4.7 :** Mesures expérimentales du : (a) courant absorbé par le moteur, (b) courant prélevé au réseau électrique par l'AFE, (c) tension de mode commun sur une période de fonctionnement de l'ensemble AFE – onduleur, (d) courant prélevé au réseau électrique par l'AFE sur deux périodes découpage, (e) tension de mode commun résultante sur deux périodes de découpage

La compensation des temps morts est basée sur le signe du courant mesuré à chaque début de période de découpage. Lorsque le moteur est à vide (Figure 4.7.a1), le courant de ligne (Figure 4.7.b1) reste très faible et ondule autour de zéro rendant ainsi la compensation des temps morts imprécise (Figure 4.7.d1). Une augmentation de la puissance consommée par le

moteur (« niveau de charge ») (Figure 4.7.a2), va entraîner une augmentation du courant absorbé par l'AFE (Figure 4.7.b2) ce qui permet une meilleure compensation des temps morts (Figure 4.7.d2) car l'ondulation du courant de ligne autour de zéro est moins fréquente. L'effet de cette réduction du nombre de résidus (Figure 4.7.e1, e2) sur le contenu spectral de la tension de mode commun résultante est donné à la Figure 4.8.



**Figure 4.8 :** Analyse fréquentielle de la tension de mode commun obtenue avec la ST pour différents points de charge du moteur

L'augmentation de la charge du moteur a permis de raidir les fronts de tension des commutations TD diminuant ainsi la durée globale des résidus sur une période de découpage par diminution des cas à cassure de pente. Ce résultat est vérifié dans le domaine fréquentiel par une réduction de 3dBµV de l'amplitude pour un fonctionnement en charge jusqu'à plusieurs centaines de kilohertz. Au-delà, le  $dV/dt$ , lorsque le moteur est en charge, est plus important donc la durée des commutations diminue, ceci a pour conséquence l'augmentation de la valeur de la fréquence à partir de laquelle une décroissance en 40dB/décade est observée sur le spectre de la tension de mode commun. Cette augmentation de la fréquence liée au temps de commutation implique une décroissance du contenu spectral de la tension de mode commun moindre lors d'un fonctionnement en charge.

En conclusion, nous pouvons dire que la compensation des temps morts basée sur le signe du courant permet, même si elle est difficile à mettre en œuvre lors d'un fonctionnement à vide, de réduire significativement le contenu spectral de la tension de mode commun résultante dans une large gamme de fréquences (de la fréquence de découpage à quelques MHz). Cette compensation des temps morts a permis une réduction de 7dBµV entre 10kHz et 200kHz, ce qui justifie bien son intérêt. De plus, à la fréquence de découpage entre les stratégies SPWM

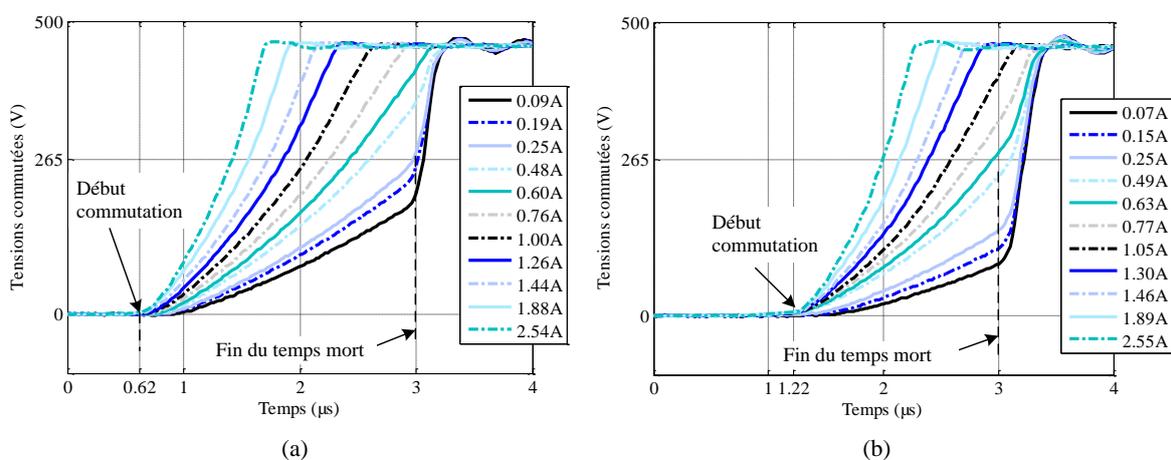
et ST une réduction de plus d'une dizaine de  $\text{dB}\mu\text{V}$  est observée. Cette valeur est directement liée au design du filtre CEM et permettra une réduction du volume de ce dernier. En revanche, le niveau de perturbations, tel qu'il est défini dans les normes est lié aux courants de mode commun.

### 2.3. Amélioration de la symétrie des résidus de commutation

Nous avons montré au chapitre 3 que l'augmentation des vitesses des commutations et de la symétrie des résidus permet d'améliorer les performances de la synchronisation totale. Or lors d'un fonctionnement à vide du variateur de vitesse, les courants efficaces absorbés et fournis par l'AFE et l'onduleur respectivement sont d'amplitude différente. Cette différence des courants commutés donne ainsi lieu à des résidus issus à la fois de défauts de synchronisme et de symétrie ( $dV/dt$  différents) que nous allons chercher à minimiser.

#### 2.3.1. Homogénéisation des $dV/dt$

Lors d'un fonctionnement à vide, le courant commuté par l'AFE est faible (moins de  $2A_{\text{eff}}$ ) puisque la puissance active consommée correspond uniquement aux pertes des convertisseurs et du moteur. Alors que pour l'onduleur, même si le moteur est à vide, ce courant peut atteindre  $10A_{\text{eff}}$  pour un moteur capable de délivrer une puissance de  $11\text{kW}$  (le courant de magnétisation du moteur correspond à environ un tiers du courant nominal absorbé par le moteur). Il en résulte que les commutations de type TD de l'AFE sont globalement plus lentes que celles de l'onduleur. Afin d'harmoniser les  $dV/dt$  pour ce type de commutations, nous avons diminué les valeurs des résistances de grille liées aux commutations TD de l'AFE. Cette réduction des résistances est possible puisque celles-ci étaient à l'origine égales à  $22\Omega$  alors que le fabricant des modules de puissance<sup>48</sup> préconise une valeur minimale à  $5\Omega$ . Le choix s'est porté sur une résistance de  $7\Omega$  qui permet une homogénéisation des  $dV/dt$  des commutations TD de l'AFE et de l'onduleur (Figure 4.9) même lorsque l'amplitude des courants commutés est différente.



**Figure 4.9 :** Formes d'ondes des commutations transistor vers diode de l'AFE (a) et de l'onduleur (b) pour différentes valeurs de courant commuté

<sup>48</sup> Semikron SKM39AC126V2

Les résultats obtenus montrent que pour un même courant commuté, les commutations TD de l'AFE sont légèrement plus rapides que celle de l'onduleur. Cette différence est due à la faible action de la résistance de grille pour ces niveaux de courant qui représentent moins de 5% du courant nominal des transistors (150A au maximum à 25°C)<sup>49</sup>. Pour les faibles courants, les commutations TD se résument à la charge des capacités parasites du transistor. En revanche, la réduction de la résistance de grille entraîne un délai de propagation de la commande plus faible (on supposera qu'à  $t = 0$ , l'ordre logique d'ouverture du transistor issu du DSP est envoyé). Cette réduction entraîne une inhomogénéité des délais de propagation des ordres de commande des transistors pour laquelle une compensation sera nécessaire au risque de détériorer les performances de la ST.

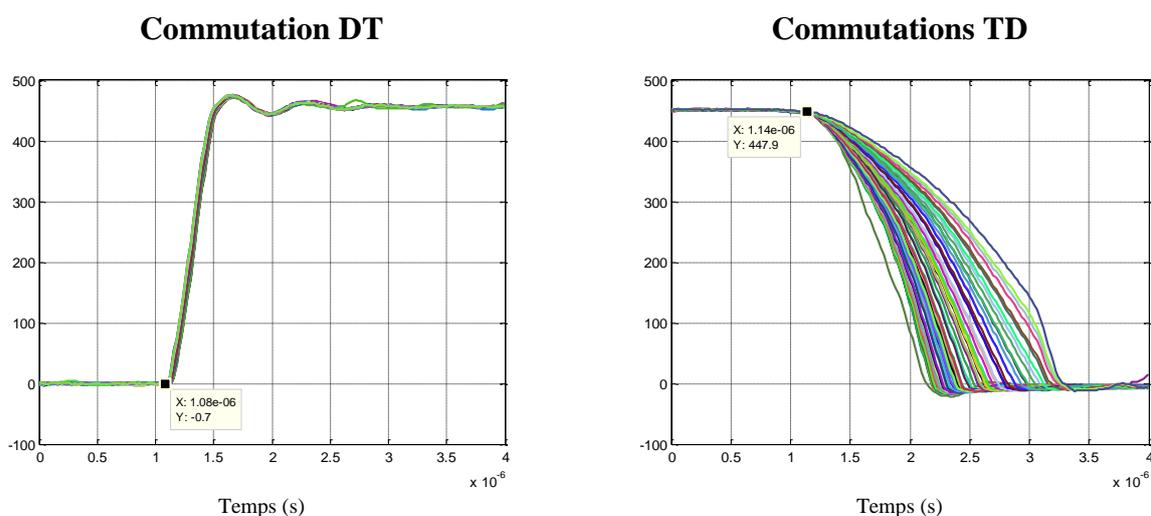
### 2.3.2. Symétrie des résidus de commutation

L'objectif visé est de mieux synchroniser les ordres de commande des transistors de telle sorte à obtenir des commutations synchronisées à la moitié de la tension commutée [Allaert2015]. Pour aboutir à ce résultat, deux opérations sont effectuées :

- Une synchronisation du début des commutations entre les différents transistors de chaque bras de l'onduleur et de l'AFE.
- Une évaluation des délais entre début de la commutation et la « mi-tension » pour les deux types de commutations (TD et DT) en fonction du courant.

#### - Synchronisme des commutations

L'objectif est ici de compenser les différences de retards (Figure 4.10) entre les différentes chaînes de commande des transistors par une mesure du délai entre un ordre de commande en sortie du DSP et la commutation effective de la tension du transistor (tension entre phase et bus continu). Par ailleurs, les retards liés à l'instauration du courant dans le canal du transistor lors de commutations de type DT ne seront pas pris en compte ici.



**Figure 4.10 :** Mesures des retards liés aux délais de la chaîne de commande d'un transistor de l'onduleur pour des commutations de type TD et DT ( $t = 0$  correspond à l'instant où l'ordre logique est envoyé)

<sup>49</sup> Les modules sont issus d'un design préexistant et ne relèvent pas d'un choix personnel

Le délai de propagation de chacun des douze transistors composant la structure AFE – onduleur (Figure 4.11) sera ainsi mesuré pour les deux types de commutation (DT et TD).

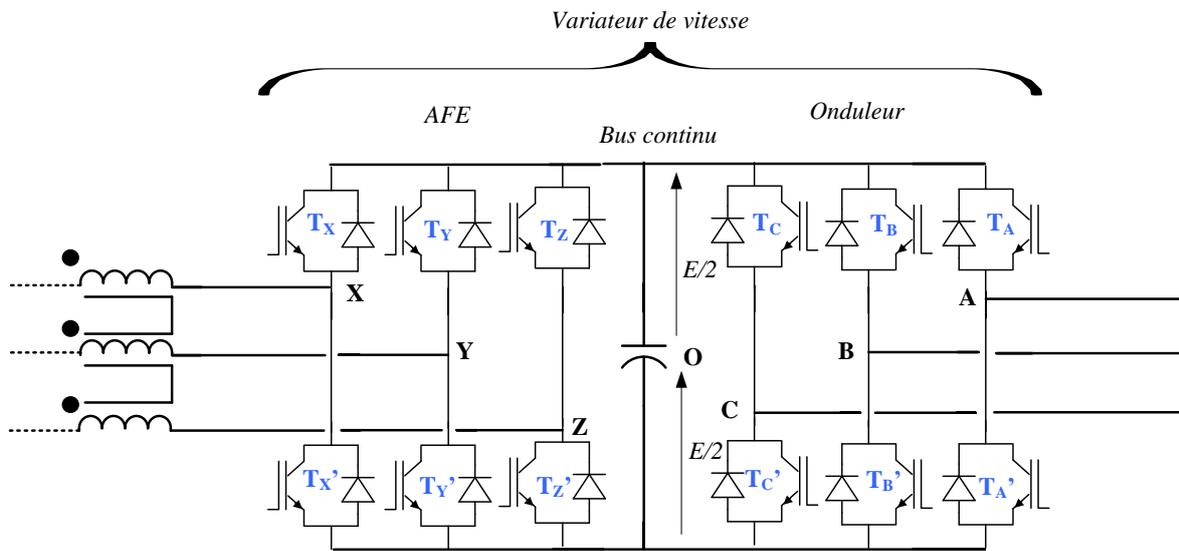


Figure 4.11 : Dénomination des douze transistors dans les six bras de la structure AFE – onduleur

Ce délai sera ensuite compensé de telle sorte que deux commutations synchronisées débutent en même temps. L'ensemble des retards mesurés pour les transistors de l'onduleur (A, A<sub>C</sub>, B, B<sub>C</sub>, C, C<sub>C</sub>) et de l'AFE (X, X<sub>C</sub>, Y, Y<sub>C</sub>, Z, Z<sub>C</sub>) est donné au Tableau 4.1.

Tableau 4.1 : Récapitulatif des délais de propagation pour chaque transistor de chaque bras de la structure onduleur – AFE pour les deux types de commutation

Bras « k »	Délais commutations DT (µs)		Délais commutations TD (µs)	
	$\Delta T_k$	$\Delta T_k'$	$\Delta T_k'$	$\Delta T_k'$
A	1,08	0,98	1,14	1,24
B	1,06	0,98	1,18	1,20
C	1,04	0,96	1,22	1,22
X	0,96	0,92	0,62	0,58
Y	0,96	0,90	0,58	0,68
Z	0,96	0,92	0,60	0,62

Ainsi, une méthode de compensation de ces retards est proposée. Elle s'appuie sur le délai le plus important, à savoir celui du transistor T<sub>A</sub>' pour une commutation TD, de telle sorte que toutes les commutations aient lieu avec un délai égal à celui-ci. De plus, ces retards doivent ensuite être exprimés dans des grandeurs applicables par le DSP, à savoir, des nombres de pas d'horloge. Nous avons choisi l'horloge maximale fournie par le DSP, à savoir 150MHz, pour réaliser cette compensation. Le tableau 4.2 fournit le retard relatif  $\epsilon$  de chaque transistor par rapport au plus grand exprimé en nombre de pas d'horloge du DSP.

**Tableau 4.2 :** Ecart relatif des délais de propagation pour chaque transistor de chaque bras de la structure onduleur – AFE par rapport au plus important exprimé en nombre de pas d’horloge du DSP

Retards relatifs au bras « $k$ »	Retard commutations DT		Retard commutations TD	
	$\varepsilon T_k$	$\varepsilon T_k'$	$\varepsilon T_k$	$\varepsilon T_k'$
A	24	39	15	0
B	27	39	9	6
C	30	42	3	3
X	42	48	93	99
Y	42	51	99	84
Z	42	48	96	93

Ces retards sont ensuite appliqués aux modulantes utilisées pour le placement des impulsions. Ces modulantes comparées à une porteuse en dent de scie descendante pour lesquelles on identifie :

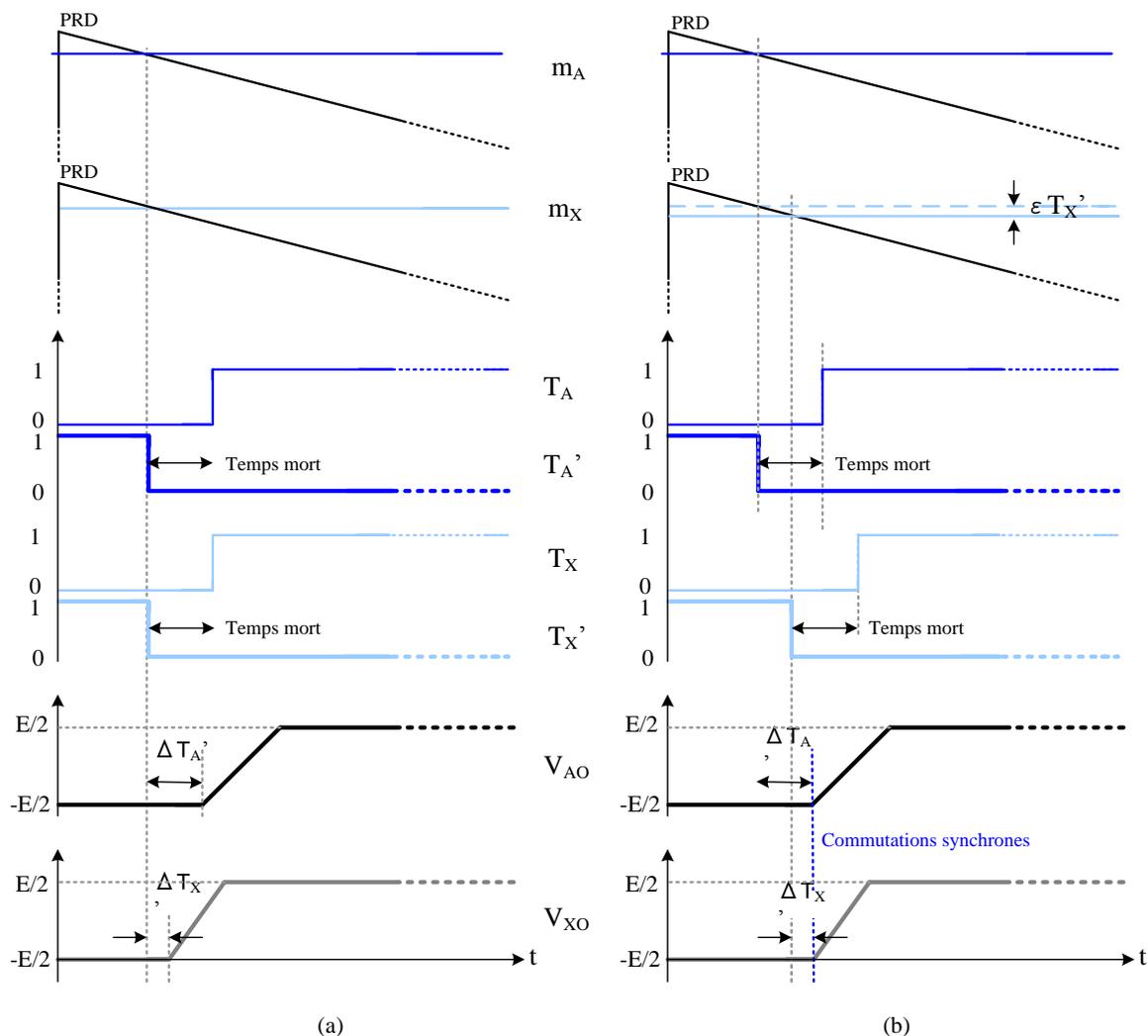
- $m$  qui gère le passage d’un état logique 0 à 1 du signal MLI
- $mt$  qui gère le passage d’un état logique 1 à 0 du signal MLI

On va modifier ces deux modulantes pour resynchroniser les commutations. Cette modification est fonction du signe du courant commuté (choisi positif lorsqu’il « sort » du variateur). Il est ainsi possible par la seule connaissance du signe du courant commuté de connaître pour chaque ordre de commande le retard relatif  $\varepsilon$  à appliquer aux modulantes  $m$  et  $mt$ . Ces retards sont donnés au Tableau 4.3.

**Tableau 4.3 :** Attribution des retards relatifs  $\varepsilon$  aux modulantes utilisées pour le placement des impulsions de chacun des bras de l’association onduleur - AFE

Sens du courant	$I < 0$ (mesuré sortant)		$I > 0$ (mesuré sortant)	
	$m$	$mt$	$m$	$mt$
Modulantes				
Types de commutations	TD	DT	DT	TD
Bras A	- 0	- 39	- 24	- 15
Bras B	- 6	- 39	- 24	- 9
Bras C	- 3	- 42	- 30	- 3
Bras X	- 99	- 48	- 42	- 93
Bras Y	- 84	- 51	- 42	- 99
Bras Z	- 93	- 48	- 42	- 96

Par exemple, pour synchroniser les commutations des bras A et X issus d’ordres de type front montant, si les courants commutés des deux bras sont négatifs alors la commutation sera imposée par les transistors  $T_A'$  et  $T_X'$  et de type TD. En l’absence de compensation des retards, une désynchronisation des instants de commutation apparaît (Figure 4.12.a). Pour compenser ce retard, les valeurs des modulantes  $m_X$  et  $m_A$  sont réduites de  $\varepsilon T_A'$  et  $\varepsilon T_X'$  respectivement pour des commutations de type TD. Cette réduction permet de retarder l’ordre de commande des IGBT du bras X et ainsi d’obtenir des tensions commutées,  $V_{AO}$  et  $V_{XO}$  pour lesquelles les débuts des commutations sont synchronisés (Figure 4.12.b).



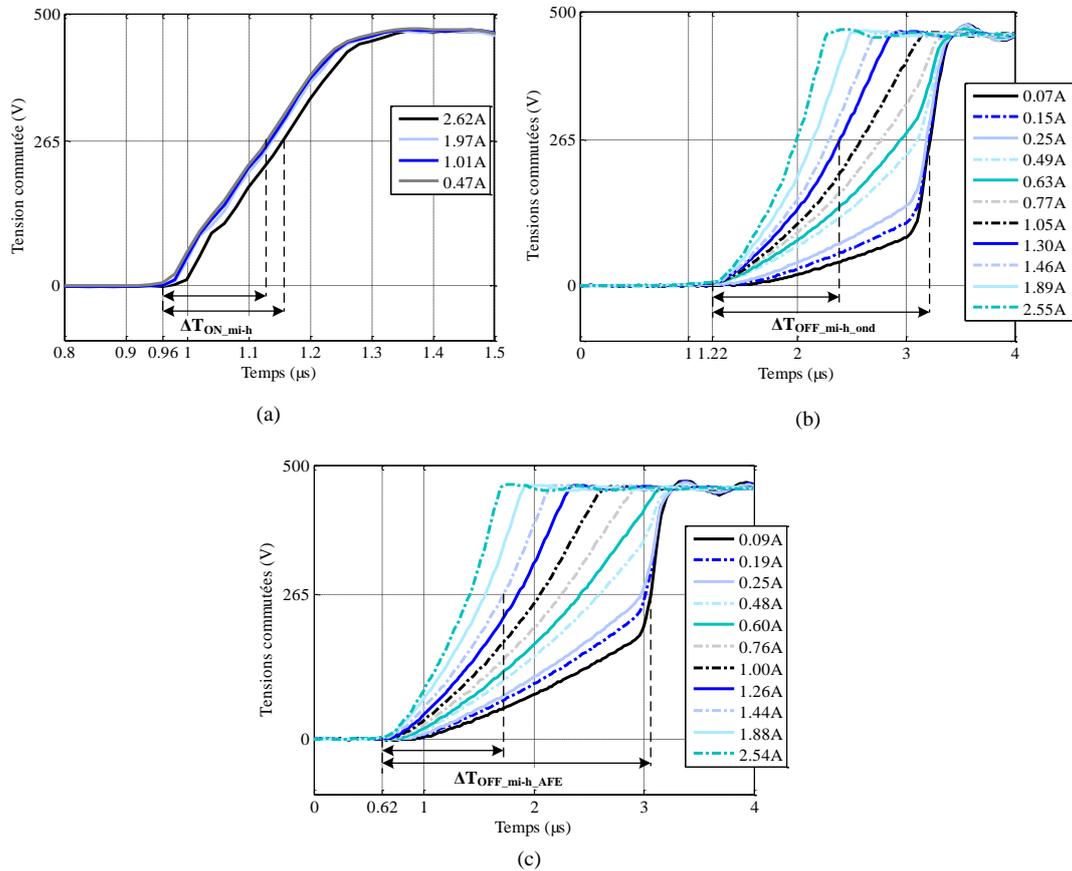
**Figure 4.12 :** Génération de commutations sans (a) et avec (b) compensation des délais de propagation des ordres de commande – exemple entre les bras A et X

Les commutations sont ainsi synchronisées par la simple connaissance du signe du courant commuté qui comme pour la compensation des temps morts est incertaine au passage par zéro du courant.

### - Synchronisme des commutations à mi-tension

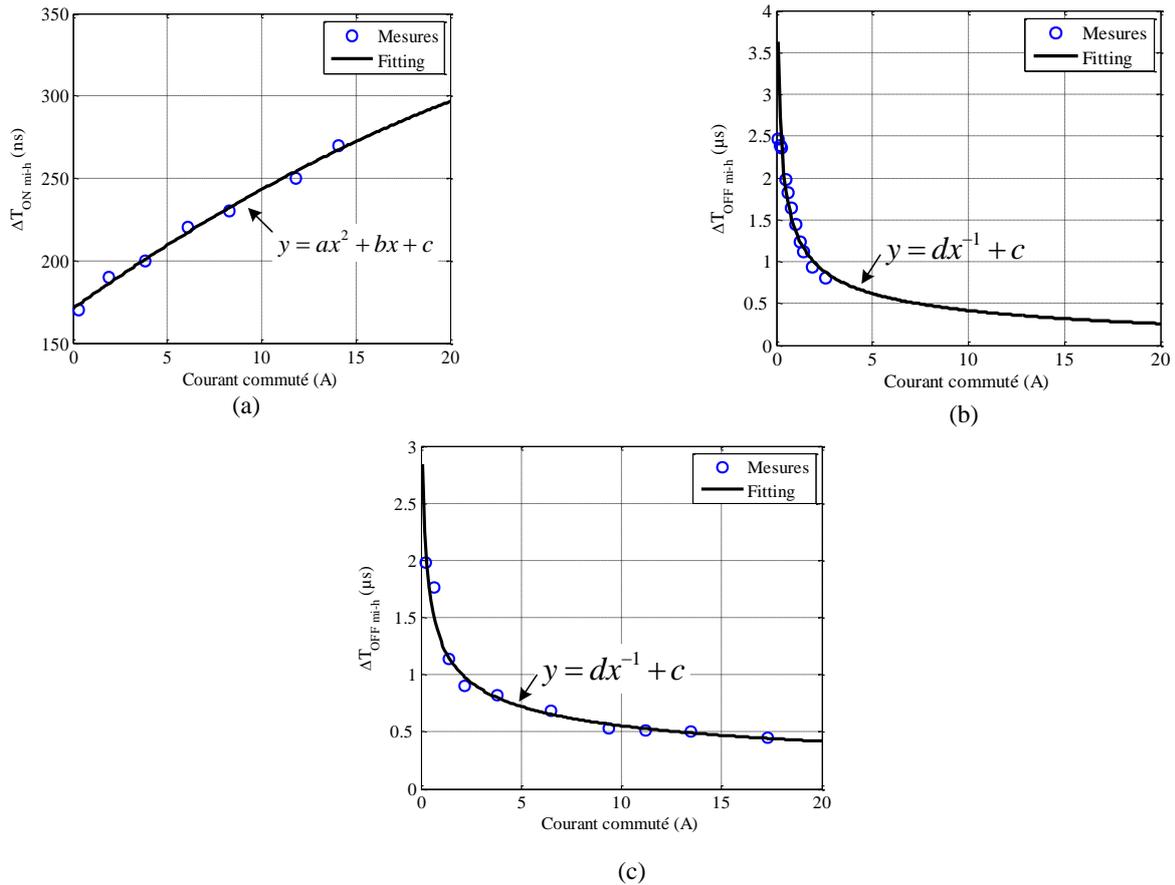
L'objectif final est une synchronisation à la moitié de la tension commutée et non pas en début de commutation. C'est pour cela qu'une estimation du délai entre le début de commutation et la mi-tension est nécessaire. Cette estimation est réalisée pour chaque commutation (DT et TD) et est fonction du courant commuté puisque la forme des commutations est dépendante du courant commuté. Ces retards sont nommés  $\Delta T_{ON\_mi-h}$  et  $\Delta T_{OFF\_mi-h}$  respectivement. La valeur de la moitié de la tension commutée est fixée à 265V puisque le bus continu E est réglé à 530V. Avec la connaissance de la valeur de la tension commutée, l'estimation des délais à mi-tension est effectuée pour :

- les commutations DT (Figure 4.13.a) identiques pour l'AFE et l'onduleur :  $\Delta T_{ON\_mi-h} = f(i)$
- les commutations TD de l'onduleur (Figure 4.13.b) :  $\Delta T_{OFF\_mi-h\_ond} = g(i)$
- les commutations TD de l'AFE (Figure 4.13.c) différentes de celles de l'onduleur puisque les résistances de grille sont différentes :  $\Delta T_{OFF\_mi-h\_AFE} = h(i)$



**Figure 4.13 :** Mesure des durées à mi-tension des commutations DT (a) des commutations TD de l'onduleur (b) et de l'AFE (c)

L'évolution de la durée pour atteindre la mi-tension en fonction du courant commuté est ensuite déduite des différentes commutations. Cette évolution est ensuite retranscrite sous la forme de fonctions simples (Figure 4.14) afin de permettre leur traitement par le DSP.



**Figure 4.14 :** Analyse de l'évolution de la durée à mi-tension en fonction du courant commuté des commutations DT (a) des commutations TD de l'onduleur (b) et de l'AFE (c)

Les valeurs des paramètres  $a$ ,  $b$ ,  $c$  des fonctions sont obtenus par *fitting* et elles sont données dans le Tableau 4.4. Le courant, représenté par la variable  $x$ , dans les courbes de tendance de la Figure 4.14 est donné positif. En pratique, on prendra donc la valeur absolue du courant mesuré pour la compensation de ces délais.

**Tableau 4.4 :** Détermination des coefficients de *fitting* de la fonction décrivant l'évolution du délai à mi-tension

Courbes	$a$ [s/A <sup>2</sup> ]	$b$ [s/A]	$c$ [s]	$d$ [As]
Figure 4.14.a	$-9,31 \times 10^{-11}$	$8,15 \times 10^{-9}$	$1,71 \times 10^{-7}$	
Figure 4.14.b			$4 \times 10^{-7}$	$1 \times 10^{-6}$
Figure 4.14.c			$4 \times 10^{-7}$	$1 \times 10^{-6}$

Ces équations doivent être retranscrites sous une forme utilisable par le DSP. Pour ce faire, il suffit de multiplier les équations décrites à la Figure 4.14 par la fréquence d'horloge du DSP à savoir 150MHz. Les nouvelles valeurs des coefficients  $a$ ,  $b$ ,  $c$  sont données au Tableau 4.5.

**Tableau 4.5 :** Détermination des coefficients de *fitting* de la fonction décrivant l'évolution du délai à mi-tension appliqués au DSP

Courbes	a	b	c	d
Figure 4.14.a	-0,014	1,22	25,65	
Figure 4.14.b			60	150
Figure 4.14.c			60	150

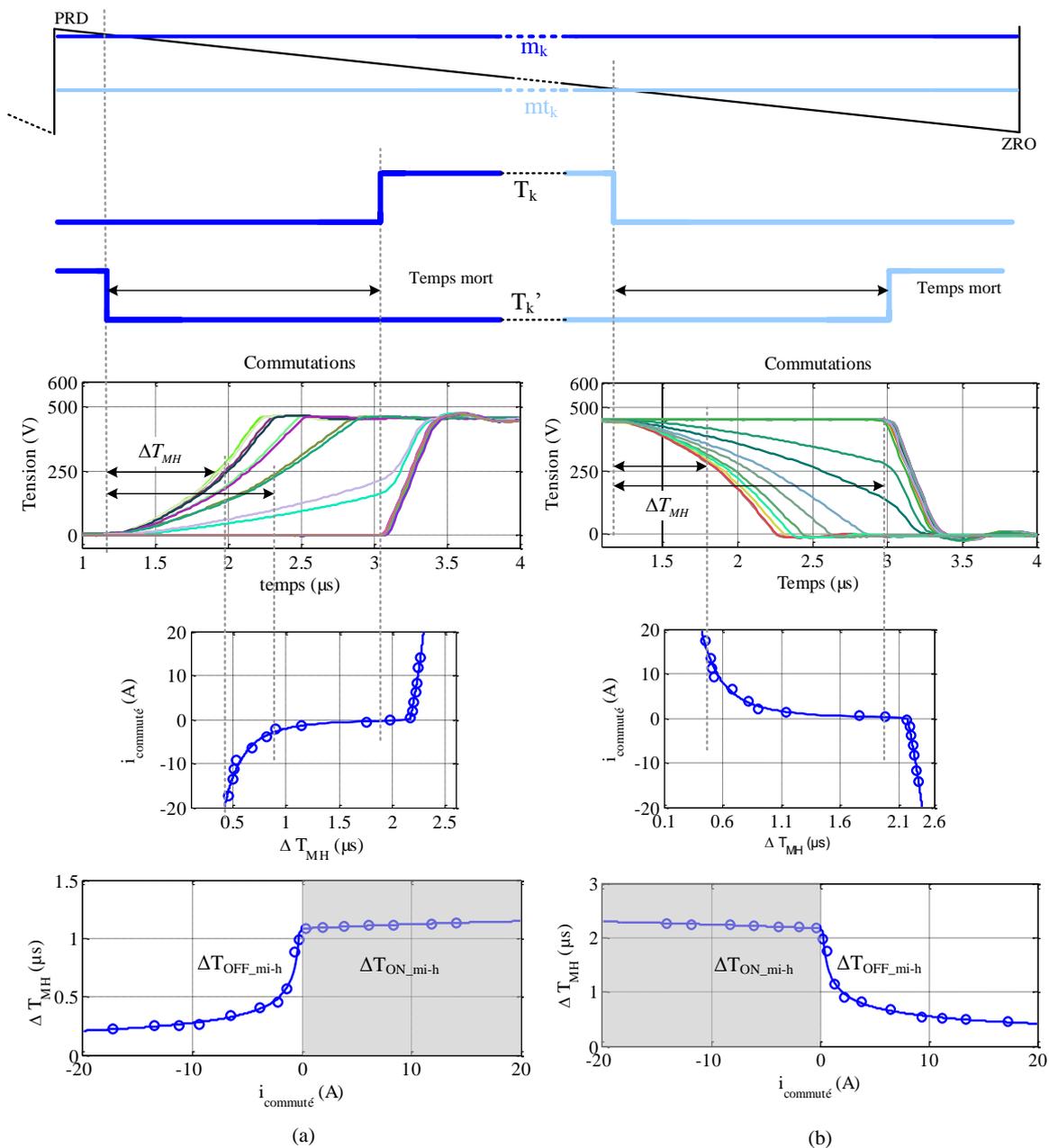
Le choix de la représentation de l'évolution du délai à mi-tension des commutations de type TD par la fonction choisie précédemment nécessite d'en borner les limites car pour une valeur de courant nulle, le délai serait trop important. Cependant, l'évolution de la tension pour une commutation de type TD après le temps mort (cassure de pente) est imposée par une commutation de type DT. Ainsi, par les mesures expérimentales des commutations réalisées, on peut borner  $\Delta T_{\text{OFF\_mi-h\_ond}}$  et  $\Delta T_{\text{OFF\_mi-h\_AFE}}$  par :

- 2,5 ( $\mu\text{s}$ ) pour l'AFE  $\rightarrow$  375 pas d'horloge du DSP
- 2,1 ( $\mu\text{s}$ ) pour l'onduleur<sup>50</sup>  $\rightarrow$  315 pas d'horloge du DSP

Puis ces temps seront appliqués à chaque commande des transistors par une action sur les modulantes  $m$  (Figure 4.15.a) et  $mt$  (Figure 4.15.b) en fonction du courant commuté considéré positif lorsqu'il « sort » du variateur.

Les commutations sont donc synchronisées à la moitié de la tension commutée par la connaissance de la valeur du courant commuté et des fonctions  $\Delta T_{\text{ON\_mi-h}}$  et  $\Delta T_{\text{OFF\_mi-h}}$  pour chacun des deux convertisseurs. Donc, elle nécessite la connaissance de la valeur du courant au moment de la commutation ce qui n'est généralement pas mesuré. Seule la valeur du courant à chaque début de période de découpage est connue pour notre dispositif expérimental. Nous verrons à la section suivante en quoi cette imprécision impacte la précision des synchronisations à mi-tension.

<sup>50</sup> Cette différence est due au changement des résistances de grille des commutations TD de l'AFE qui fait que le délai entre le blocage d'un transistor et la mise en conduction du transistor complémentaire soient plus importants que dans le cas de l'onduleur



**Figure 4.15 :** Calcul de  $\Delta T_{MH}$  pour la synchronisation à mi-tension sur un ordre de commande de type front montant (a) et descendant (b)

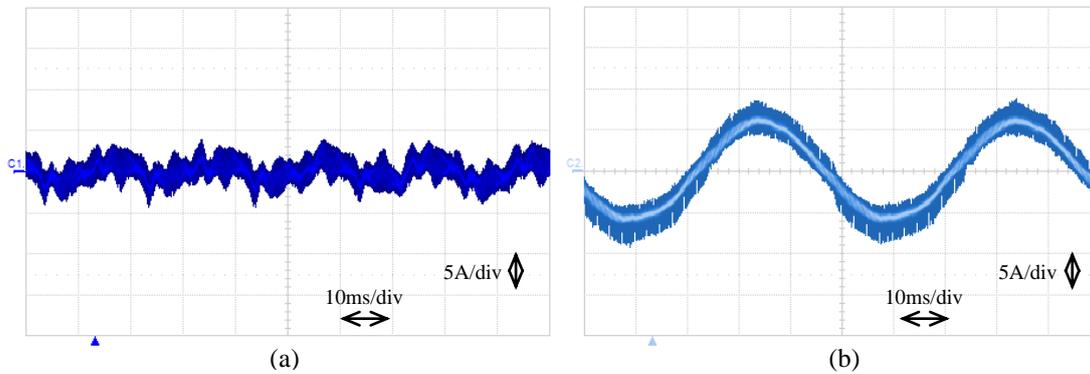
### 2.3.3. Conséquences sur la tension de mode commun

Pour cette validation expérimentale, l'essai est réalisé sur un moteur 4kW couplé à un moteur à courant continu. Deux points de fonctionnement sont étudiés :

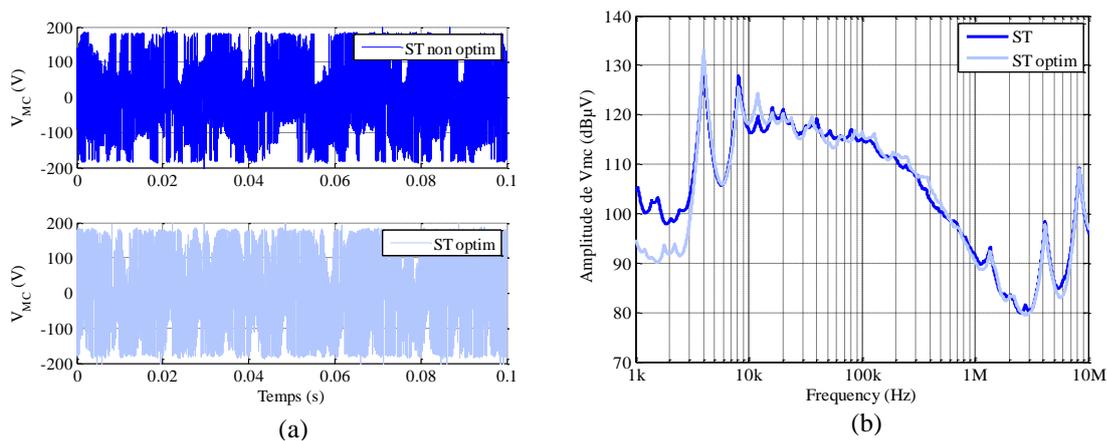
- Moteur à vide :  $i_{AFE\_eff} = 1,2A$  et  $i_{ond\_eff} = 4,2A$
- Moteur en charge :  $i_{AFE\_eff} = 4,8A$  et  $i_{ond\_eff} = 7,3A$

### a. Moteur à vide

Comme nous l'avons fait remarquer aux sections précédentes, un fonctionnement à vide entraînera la consommation d'un très faible courant par l'AFE (Figure 4.16.a) qui ne sera pas sans conséquences sur la tension de mode commun du variateur lors d'une optimisation des résidus de commutations par synchronisation à mi-tension.



**Figure 4.16 :** Courant consommé par l'AFE (a) et le moteur (b) pour un fonctionnement à vide

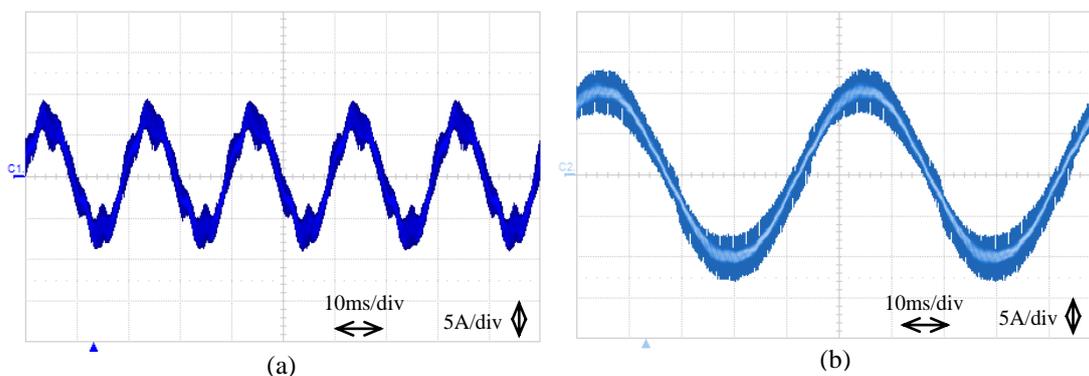


**Figure 4.17 :** Tension de mode commun issue de la ST mesurée sur une période de fonctionnement du variateur de vitesse (a) et analyse fréquentielle (b) pour un fonctionnement à vide

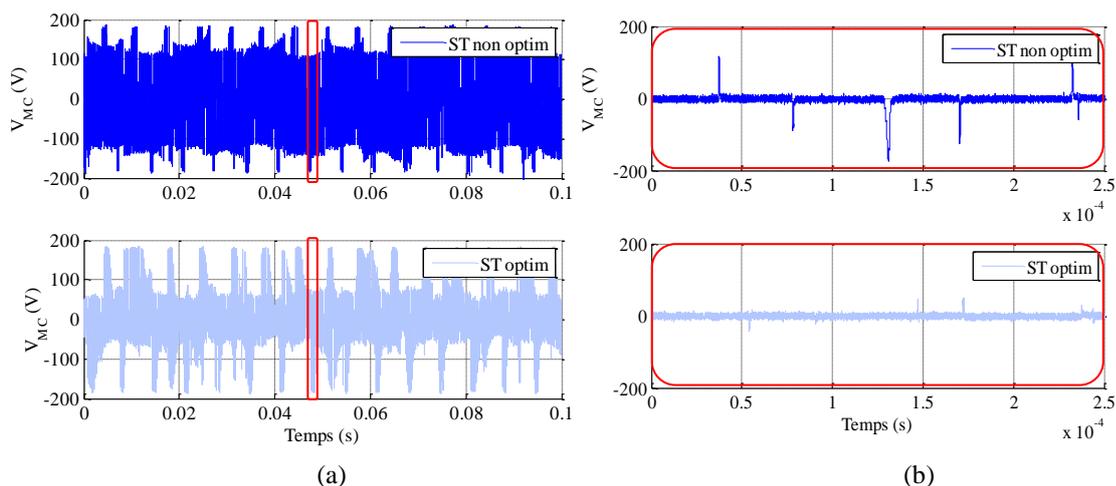
Les relevés temporels (Figure 4.17.a) n'indiquent pas d'amélioration notable sur la tension de mode commun. Cette observation se confirme par des enveloppes spectrales similaires avec et sans optimisation des résidus (Figure 4.17.b) sur toute la plage de fréquences observée. Les résultats au-delà de 2MHz ne peuvent être interprétés vis-à-vis de  $V_{MC}$  du fait des moyens utilisés pour réaliser la mesure de la tension de mode commun du variateur de vitesse.

b. Moteur en charge

Nous avons réalisé des essais avec le moteur en charge. Dans ce cas, le courant de l'AFE ne se limite plus à son ondulation ce qui permettra une meilleure estimation du signe du courant hormis autour des passages par zéro.

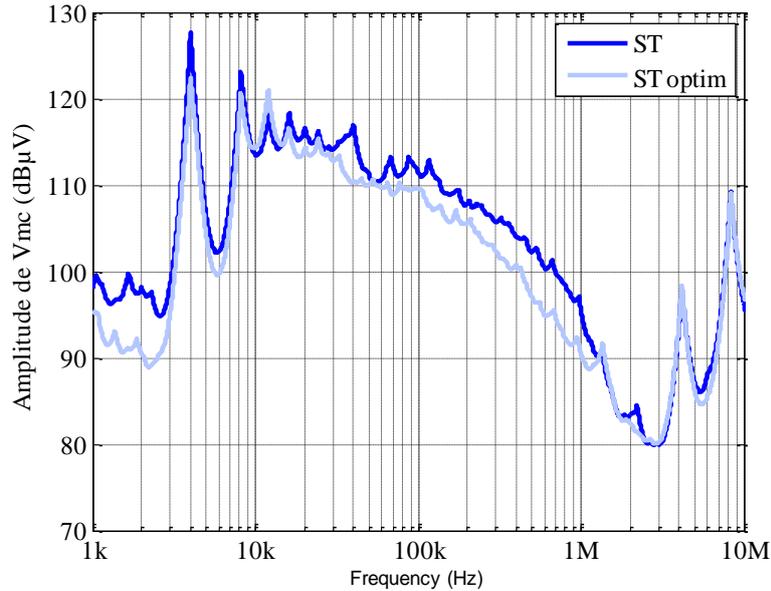


**Figure 4.18** : Courant consommé par l'AFE (a) et moteur (b) pour un fonctionnement en charge



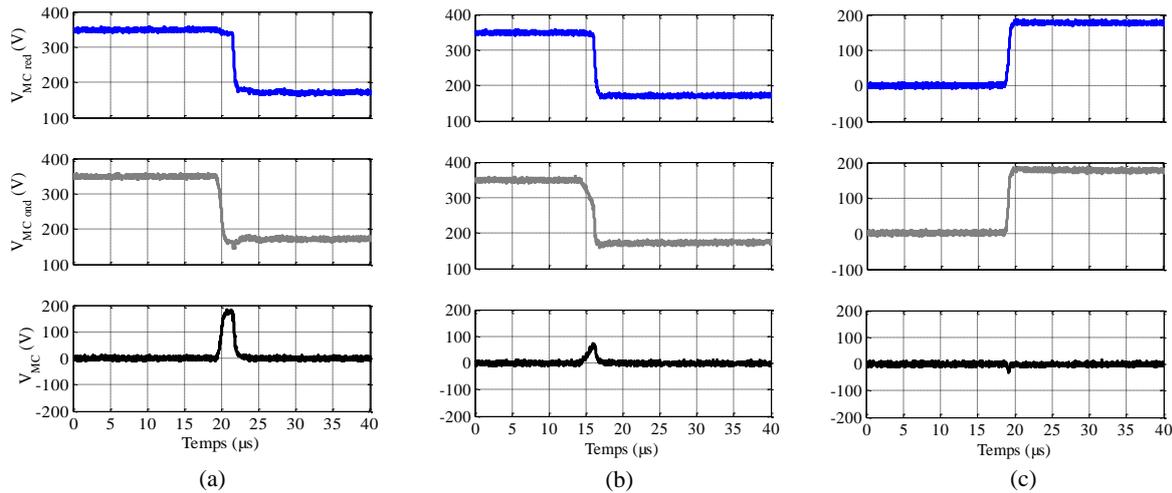
**Figure 4.19** : Tension de mode commun issue de la ST mesurée expérimentalement sur une période de fonctionnement du variateur de vitesse (a) et sur une période de découpage (b) pour un fonctionnement en charge

Les mesures expérimentales indiquent une réduction importante de la tension de mode commun grâce à l'optimisation des résidus. Par observation des résidus sur une période de découpage (Figure 4.19.b), on peut remarquer que l'amplitude de ces derniers a fortement diminuée. Ce résultat corrobore la simulation qui a été réalisée au chapitre 3. L'analyse fréquentielle des mesures de tension de mode commun est donnée à la Figure 4.20.



**Figure 4.20 :** Analyse fréquentielle de la tension de mode commun issue de la ST pour un fonctionnement du moteur en charge

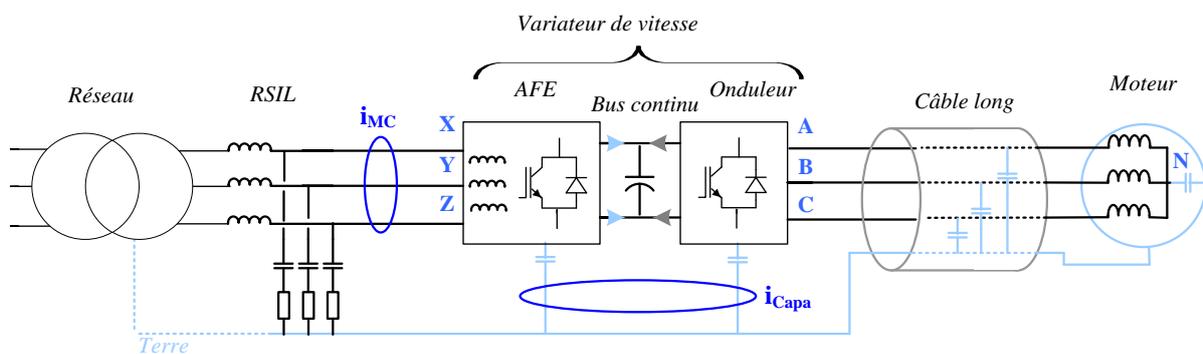
La réduction de la tension de mode commun observée en temporel se confirme par une réduction de son contenu spectral de  $5\text{dB}\mu\text{V}$  sur une plage de fréquence allant jusqu'à  $1\text{MHz}$ . Cette réduction est plus faible que celle obtenue par simulation au chapitre 3. Cette différence s'explique essentiellement par une synchronisation idéale à mi-tension en simulation alors qu'en pratique, le bon fonctionnement de cette méthode est conditionné par la connaissance de la valeur exacte du courant au moment de la commutation (Figure 4.21). Cependant, la détermination du courant commuté serait néanmoins possible par l'ajout d'un estimateur du courant instantané durant chaque période de découpage. La connaissance du courant à l'instant de la commutation améliorerait les performances de l'optimisation de la ST en particulier pour un fonctionnement à vide. Cet estimateur n'a pas été réalisé lors de ce travail de thèse mais serait une perspective intéressante pour l'amélioration des performances de la synchronisation totale.



**Figure 4.21 :** Résidus de commutation dans le cas : une mauvaise compensation de commutations TD - DT (a), des temps morts mal compensés, une bonne compensation de commutations dont l’une est à cassure de pente (b), une bonne compensation de commutations DT – DT (c)

### 2.4. Conséquences sur le courant de mode commun

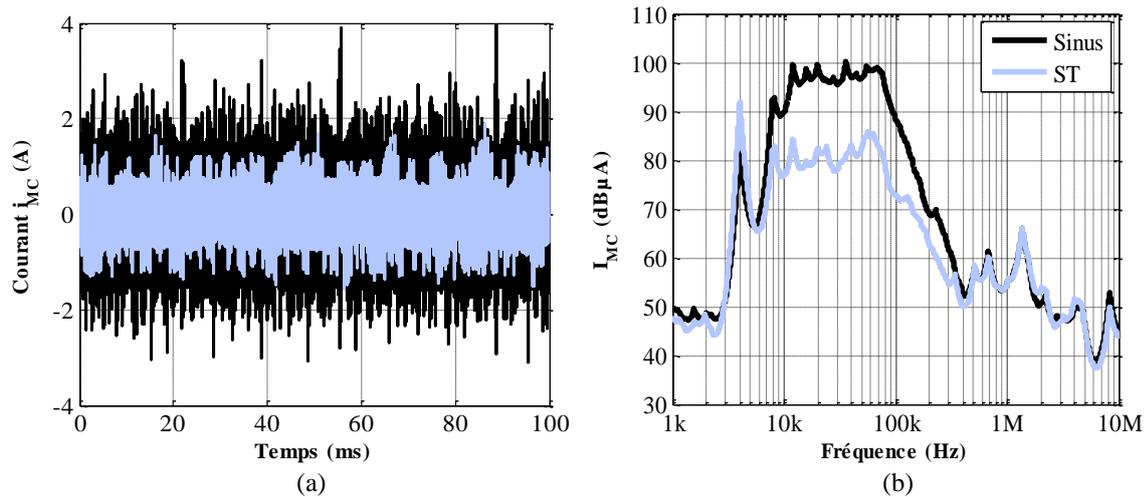
Dans cette section, nous allons évaluer les performances de la ST sur le courant de mode commun. Les mesures sont réalisées sur un banc de mesure CEM équipé d’un réseau stabilisateur d’impédance de ligne (RSIL). La charge est constituée d’un moteur 400V – 11kW fonctionnant à vide. La connexion entre le variateur de vitesse et le moteur est réalisée par un câble blindé constitué de quatre conducteurs (trois phases et la terre) d’une longueur de 5 mètres.



**Figure 4.22 :** Représentation schématique des points de mesure du courant de circulation à la terre

Le courant de mode commun est obtenu par une mesure des courants des trois phases d’entrée du variateur,  $i_{MC}$ , à l’aide d’une seule sonde à effet Hall<sup>51</sup> (Figure 4.22). La mesure du courant de mode commun pour les deux stratégies de modulation envisagées (SPWM et ST) est donnée à la Figure 4.23.

<sup>51</sup> Cp150 Lecroy 150A crête – bande passante 10MHz



**Figure 4.23 :** Mesure temporelle (a) et analyse fréquentielle (b) du courant de mode commun pour les deux stratégies de modulation avec un câble de 5m

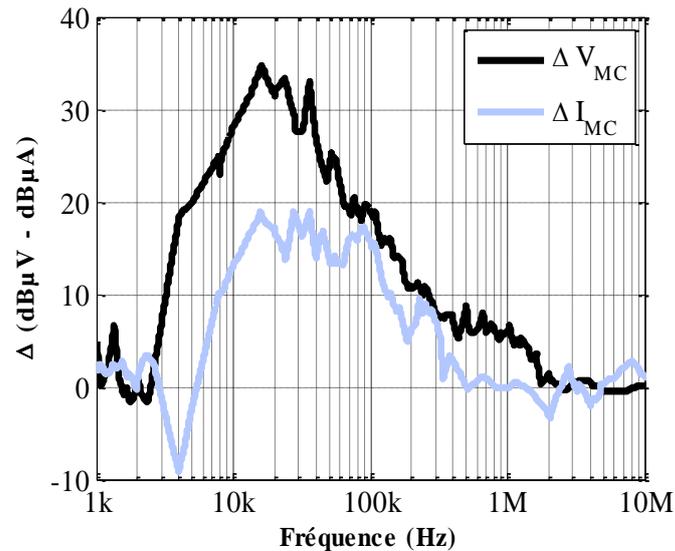
Le courant de mode commun mesuré (Figure 4.24.a) lors de l'application de la ST est d'amplitude plus faible que celui obtenu avec une stratégie classique (Sinus ou SPWM). Cette réduction se confirme par l'analyse fréquentielle de ces courants (Figure 4.24.b). On peut observer une réduction du contenu spectral du courant sur une large plage de fréquence (10kHz à 200kHz). Au-delà de quelques centaines de kilohertz, l'analyse fréquentielle n'est plus valide car l'amplitude des courants mesurés est inférieure au courant minimal mesurable par la sonde de courant utilisée.

Si l'on se réfère au modèle adopté au chapitre 2 - paragraphe 1, en négligeant les capacités parasites entre la terre et le bus continu, la tension de mode commun générée par le variateur de vitesse est la seule source des perturbations de mode commun. Celle-ci excite un ensemble de capacités parasites entre les différents éléments du montage (câble, inductances en entrée du variateur, moteur) et la terre. Cette excitation est à l'origine du courant de mode commun. Ainsi, toute action de réduction de la tension de mode commun devrait se répercuter, dans les mêmes proportions, sur le courant.

Pour rendre compte de cette réduction du courant et de la tension, un quantificateur basé sur l'atténuation de la tension  $\Delta V_{MC}^{dB}$  et du courant  $\Delta i_{MC}^{dB}$  de mode commun est utilisé.

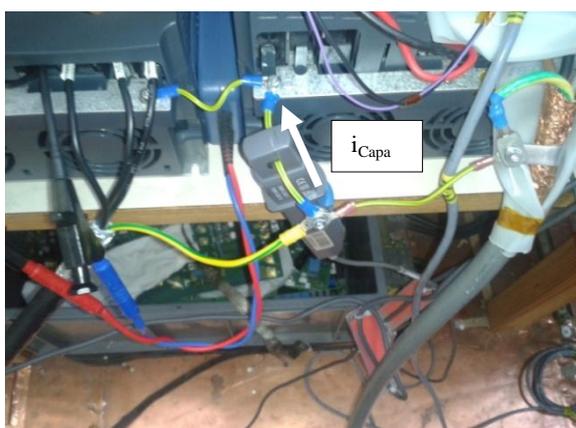
$$\begin{aligned}\Delta i_{MC}^{dB} &= i_{MC\_SINUS}(dB\mu A) - i_{MC\_ST}(dB\mu A) \\ \Delta V_{MC}^{dB} &= V_{MC\_SINUS}(dB\mu V) - V_{MC\_ST}(dB\mu V)\end{aligned}\tag{Eq 4.3}$$

L'atténuation en courant est comparée à celle en tension pour un câble moteur d'une longueur de 5m (Figure 4.24).

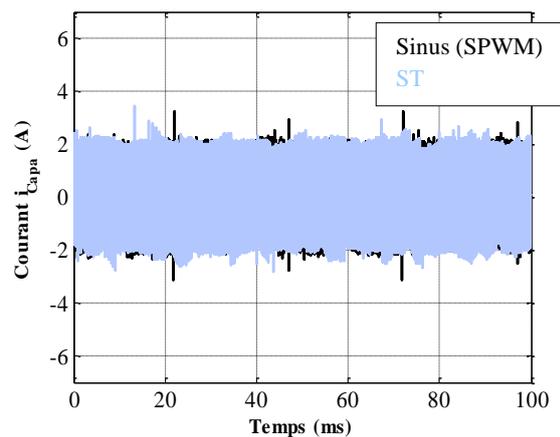


**Figure 4.24 :** Atténuation de la tension et du courant de mode commun pour les deux stratégies de modulation avec 5m de câble moteur

En pratique, on observe une différence d'atténuation (le courant de mode commun est moins atténué que la tension). Cette différence peut atteindre plus de 10dBμA en fonction de la bande de fréquence considérée. Plusieurs effets peuvent être à l'origine de cette différence, c'est le cas notamment des transferts de mode<sup>52</sup> [Marlier2013] ou encore des chemins parasites jusqu'alors négligés. Or, pour définir le générateur de perturbations de mode commun qu'est la tension, nous avons fait l'hypothèse que les capacités parasites présentes entre le bus continu et la terre étaient négligeables. Malheureusement il s'avère, après mesures expérimentales, que le courant de circulation entre la terre et le bus continu,  $i_{\text{Capa}}$ , n'est pas nul (Figure 4.22).



(a)

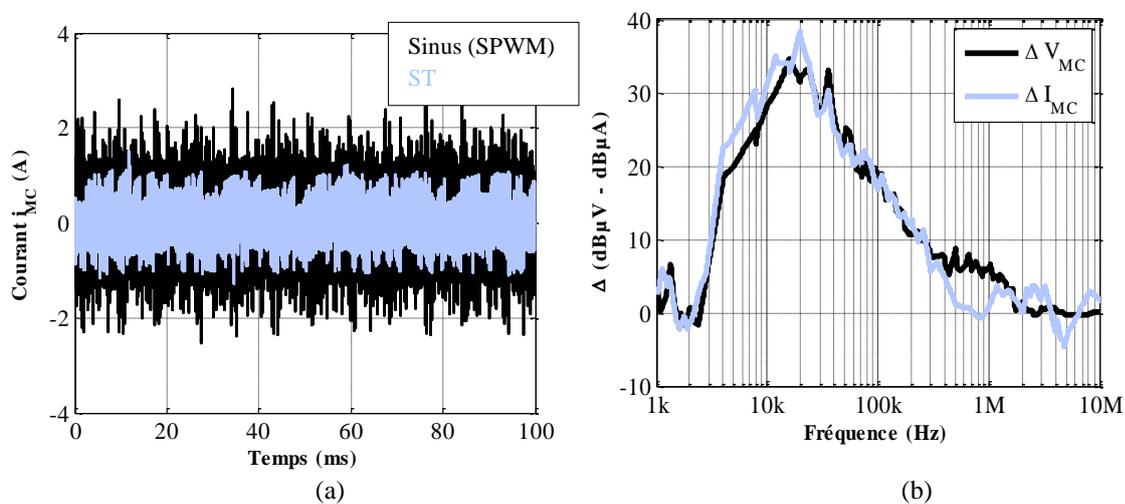


(b)

**Figure 4.25 :** Dispositif de mesure du courant entre la terre et le radiateur - chemin capacitif du bus continu (a) et mesure du courant pour les deux stratégies de modulation (b)

<sup>52</sup> Les transferts de mode sont généralement des phénomènes haute fréquence (au-delà du MHz), ils ne permettent donc pas d'expliquer les différences d'atténuation en deçà du MHz.

Pour notre application, ces capacités parasites ont été mesurées au banc d'impédance (HP4292A) et valent 2,2nF. Les courants circulant dans ces capacités (Figure 4.25.a) s'avèrent être d'amplitude similaire à ceux mesurés<sup>53</sup> en entrée du variateur de vitesse (Figure 4.22.a). Le chemin de propagation décrit par les capacités parasites entre le bus continu et la terre ne peut donc définitivement pas être négligé (Figure 4.25.b). Pour valider cette conclusion, une mesure du courant de mode commun,  $i_{MC}$ , est réalisée en déconnectant la terre du variateur de vitesse (Figure 4.26.a). Cette déconnexion se traduit par un courant  $i_{Capa}$  nul. La mesure temporelle du courant de mode commun ne permet pas de conclure sur la conséquence de la déconnexion de la terre du variateur de vitesse. En revanche, l'analyse de l'atténuation du courant de mode commun est devenue similaire à celle de la tension de mode commun (Figure 4.26.b). Ce résultat est très intéressant car il a permis de mettre en évidence l'influence des capacités parasites sur les performances de la ST.



**Figure 4.26 :** Mesure du courant de mode commun en entrée du variateur de vitesse sans connexion à la terre (a)  
– Atténuation du courant par rapport à la tension de mode commun (b)

Ces capacités parasites sont directement liées à la surface et au nombre de puces dans les modules de puissance. On peut aussi noter que les nouveaux composants à base de carbure de silicium ou de nitrure de gallium ont des dimensions plus faibles. Ainsi, l'utilisation de ces derniers permettrait une amélioration accrue des performances de la synchronisation totale.

### 3. Apports de la ST dans le domaine industriel

Dans le domaine de la variation de vitesse, les problématiques industrielles sont multiples. On peut citer notamment :

- L'influence de la solution proposée sur le volume du variateur de vitesse et les filtres.
- La réduction des courants dans les roulements des moteurs triphasés (*bearing current*).
- L'influence de la longueur des câbles entre variateur de vitesse et le moteur sur les aspects CEM.

<sup>53</sup> Mesure réalisée à l'aide d'une sonde de courant à effet Hall AP015 Lecroy ©

Les spécifications CEM se traduisent sous la forme de normes qui imposent le respect d'un niveau maximum de perturbations émis par le variateur. Ce niveau dépend du courant de mode commun qui évolue en fonction de la longueur du câble entre variateur et moteur (ce point sera détaillé dans la section suivante). Les normes CEM imposent de réduire les perturbations émises par les variateurs de vitesse à des niveaux inférieurs aux limites normatives. Une des solutions consiste à utiliser des filtres de mode commun en entrée du variateur (côté réseau électrique) pour respecter les normes. L'objectif industriel consiste alors à satisfaire aux différentes normes en vigueur tout en limitant l'ajout de filtres volumineux et coûteux.

### 3.1. Modèle de mode commun simplifié du dispositif expérimental

Afin de rendre compte des variations des courants de mode commun dans le dispositif expérimental étudié, un modèle simplifié de l'ensemble (variateur de vitesse, câbles, moteur) a été développé. La représentation simplifiée du système (variateur, câble, moteur, ...) en mode commun consisterait à modéliser l'ensemble des éléments du système par des capacités à la terre (Figure 4.27) :

- L'impédance côté câble et moteur est assimilée à une capacité équivalente  $C_O$ .
- Le RSIL est assimilé à une résistance équivalente de  $50\Omega/3$  (en réalité, l'impédance du RSIL diminue en deçà du mégahertz).
- Le chemin parasitique entre le bus continu et la terre est modélisé par une capacité  $C_b$ .
- L'impédance entre l'AFE et le RSIL est assimilée à une capacité  $C_R$ .

La source équivalente de mode commun du système est la conséquence de deux tensions de mode commun  $V_R$  et  $V_O$  respectivement celle générée par l'AFE et l'onduleur. Le filtre CEM et les bobines du filtre AC ne sont pas modélisées afin de simplifier la représentation du système. Ce modèle permettra d'étudier l'impact des différents paramètres tels que la longueur du câble moteur (équivalent à  $C_O$ ) ou encore les capacités parasites ( $C_b$ ) entre le bus continu et la terre sur le contenu spectral du courant de mode commun.

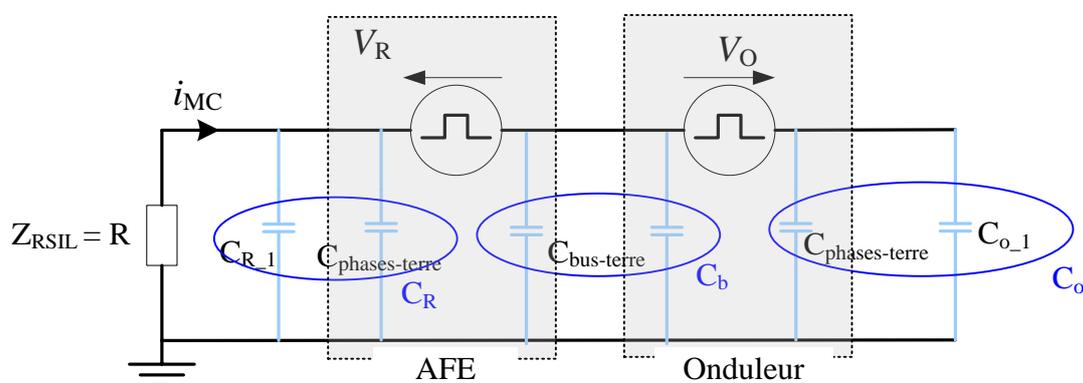


Figure 4.27 : Représentation simplifiée de mode commun d'un variateur de vitesse et de son environnement

On en déduit une relation entre les capacités parasites du système, le courant et les tensions de mode commun de chaque convertisseur.

$$i_{MC} + R(C_R + C_b + C_O) \frac{di_{MC}}{dt} = C_O \left( \frac{dV_O}{dt} - \frac{dV_R}{dt} \right) - C_b \frac{dV_R}{dt} \quad (\text{Eq 4.4})$$

Ainsi, l'écriture de l'équation 4.4 dans le domaine de Laplace permet de déduire l'évolution fréquentielle du courant de mode commun donnée par l'équation 4.5.

$$I_{MC}(f) = \frac{|(C_O(V_O(f) - V_R(f)) - C_b V_R(f))| 2\pi f}{\sqrt{(2\pi f)^2 \times (R(C_R + C_O + C_b))^2 + 1}} \quad (\text{Eq 4.5})$$

- $C_R$  équivaut aux capacités parasites des inductances connectées entre l'AFE et le RSIL ( $C_{R\_1}$ ) ainsi que les capacités parasites liées aux trois phases du redresseur MLI par rapport à la terre<sup>54</sup> ( $C_{\text{phases-terre}}$ ).
- $C_O$  représente l'ensemble des capacités parasites du câble et du moteur ( $C_{O\_1}$ ) ainsi que les capacités parasites liées aux trois phases de l'onduleur par rapport à la terre ( $C_{\text{phases-terre}}$ ).
- $C_b$  représente les capacités parasites du variateur de vitesse entre le bus continu et la terre ( $C_{\text{bus-terre}}$ ).

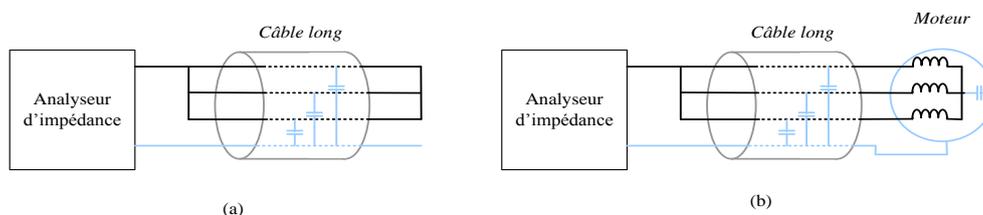
On obtient les valeurs des différentes capacités  $C_b$ ,  $C_R$  et  $C_O$  comme suit :

$$\begin{aligned} C_b &= 2C_{\text{bus-terre}} \\ C_O &= C_{\text{phases-terre}} + C_{O\_1} \\ C_R &= C_{\text{phases-terre}} + C_{R\_1} \end{aligned} \quad (\text{Eq 4.6})$$

Il restera à déterminer les valeurs de  $C_{O\_1}$ ,  $C_{R\_1}$ ,  $C_{\text{bus-terre}}$ , et  $C_{\text{phases-terre}}$  qui sont obtenues à partir des mesures des impédances en mode commun du câble, des modules de puissance et des bobines AC en basse fréquence. Cette fréquence est fixée à 10kHz et l'on s'assurera que les différentes impédances mesurées traduisent un comportement capacitif jusqu'à 150kHz.

### 3.1.1. Mesure des capacités du câble et du moteur ( $C_{O\_1}$ )

La mesure est réalisée à l'aide d'un analyseur d'impédance (HP4292A) pour deux câbles moteurs de longueur respective 5m et 150m avec et sans moteur connecté. Une représentation schématique des mesures de  $C_{O\_1}$  est donnée à la Figure 4.28.



**Figure 4.28 :** Représentation schématique de la méthode de mesure de l'impédance de mode commun du câble en circuit ouvert (a) et du câble connecté au moteur (b)

<sup>54</sup> La distinction des différentes capacités parasites d'un module de puissance a été présentée au chapitre 1 paragraphe 1.2.2

Les résultats de mesure de l'impédance du câble avec et sans moteur connecté pour deux longueurs 150m et 5m sont représentés sur les Figure 4.29 et Figure 4.30 respectivement.

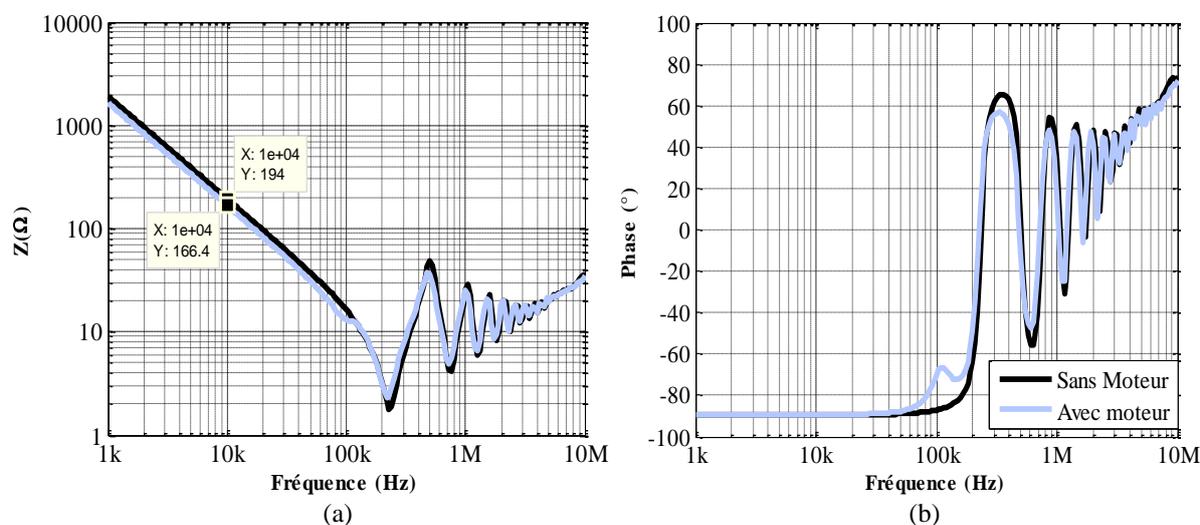


Figure 4.29 : Impédance (a) et phase (b) du câble de 150m avec et sans moteur connecté

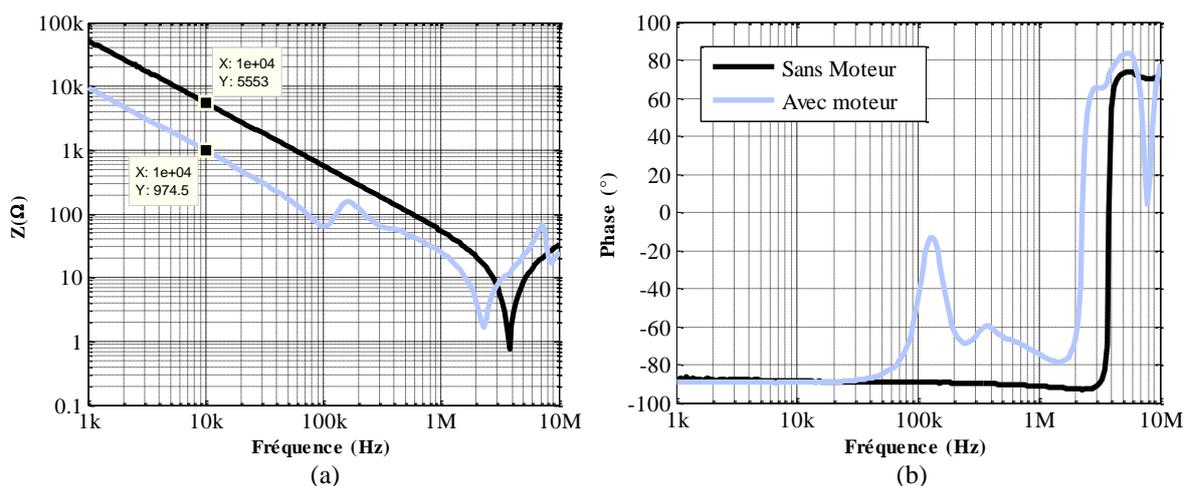


Figure 4.30 : Impédance (a) et phase (b) du câble de 5m avec et sans moteur connecté

La modélisation de l'ensemble câble + moteur par une capacité équivalente est valable jusqu'à 200kHz, au-delà, des phénomènes de résonance seraient à prendre en compte. L'étude du courant de mode commun, avec les simplifications effectuées, n'est valide que dans une plage de fréquence allant de 4kHz à 200kHz. Le calcul des capacités parasites équivalentes du câble et du moteur sont données au Tableau 4.6.

Tableau 4.6 : Détermination des valeurs de capacité du câble moteur (5m et 150m) sans et avec moteur connecté

	5m	5m + Moteur	150m	150m + Moteur
$C_{0,1}$ (nF)	2,9	16,3	82	95,6

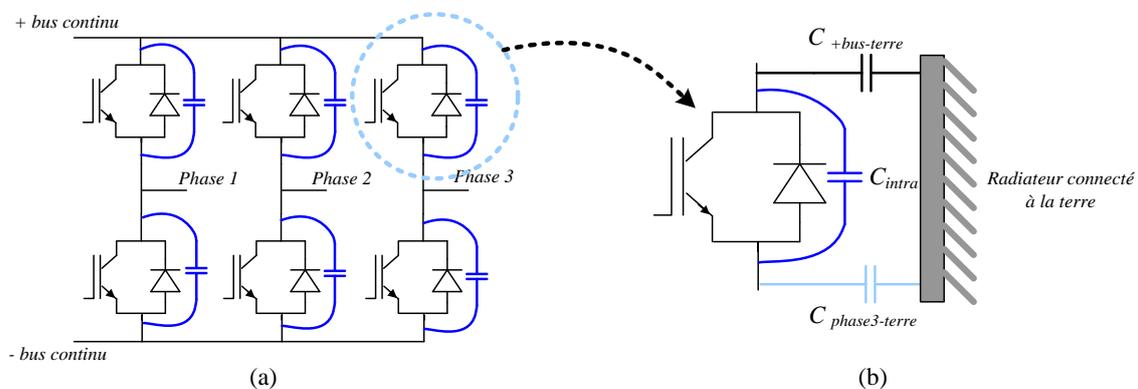
La prise en compte du moteur est importante pour la détermination de la capacité parasite, c'est d'autant plus vrai pour de faibles longueurs de câble car les capacités parasites de mode commun du moteur sont prépondérantes. Cependant cette valeur de capacité ne représente

qu'une partie de  $C_O$  puisque certaines capacités parasites du module de puissance se situent entre les phases de sortie et la terre.

### 3.1.2. Mesure des capacités d'un module de puissance : $C_{bus-terre}$ et $C_{phases-terre}$

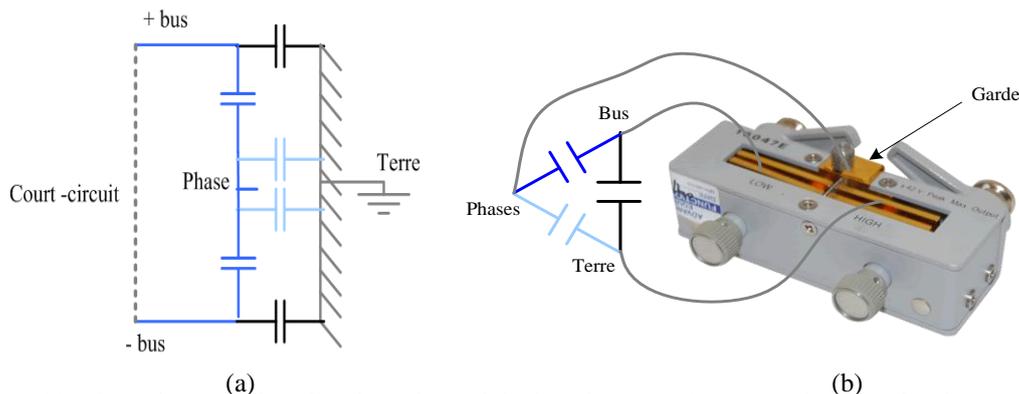
Chaque convertisseur (AFE et onduleur) est composé d'un module de puissance comprenant trois bras (Figure 4.31.a). Ces modules sont aussi connectés à un radiateur dont le potentiel est ramené à la terre (Figure 4.31.b). Ainsi, chaque association transistor – diode antiparallèle comprend différentes capacités parasites :

- Capacités intrinsèques des semi-conducteurs :  $C_{intra}$
- Capacités bus-terre :  $C_{bus-terre}$
- Capacités phases-terre :  $C_{phases-terre}$



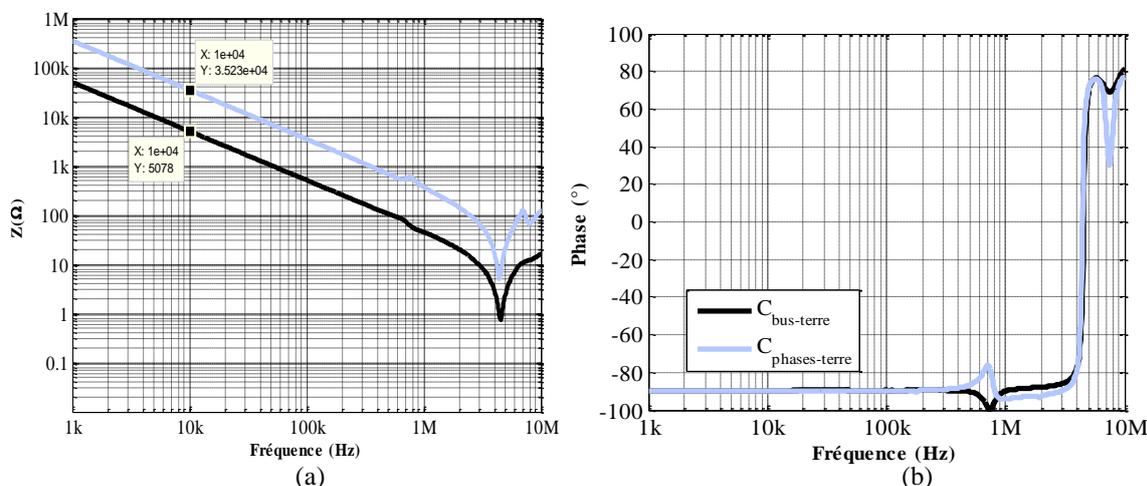
**Figure 4.31** : Représentation d'un module de puissance (a), capacités parasites d'une association transistor – diode antiparallèle (b)

Dans notre cas, seules les capacités équivalentes entre les trois phases de sortie et la terre ainsi que les capacités équivalentes entre le bus continu et la terre nous intéressent. Pour mesurer ces capacités, nous ferons l'hypothèse que le bus continu est assimilable à un court-circuit (Figure 4.32.a) ; et que les trois phases de sorties sont aussi en court-circuit. Avec ces hypothèses, nous pouvons ramener le système à trois capacités parasites équivalentes (Figure 4.32.b). Nous sommes donc en présence d'un système de trois capacités qu'il faudra discrétiser. Une solution consiste à utiliser la garde de l'analyseur d'impédance [Agilent2013].



**Figure 4.32 :** Capacités parasites d'un bras de module de puissance (a), mesure des capacités bus-terre avec la garde de l'analyseur d'impédance

La mesure des impédances et des phases de  $Z_{\text{bus-terre}}$  et  $Z_{\text{phases-terre}}$  est donnée à la Figure 4.33.

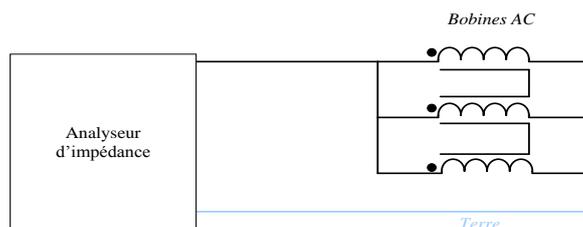


**Figure 4.33 :** Impédance (a) et phase (b) des capacités parasites du module de puissance sur les trois phases

Ainsi, on en déduit les valeurs des capacités parasites par rapport à la terre d'un module de puissance :  $C_{\text{bus-terre}} = 1,1\text{nF}$  et  $C_{\text{phases-terre}} = 451\text{pF}$  (pour une fréquence égale à 10kHz)

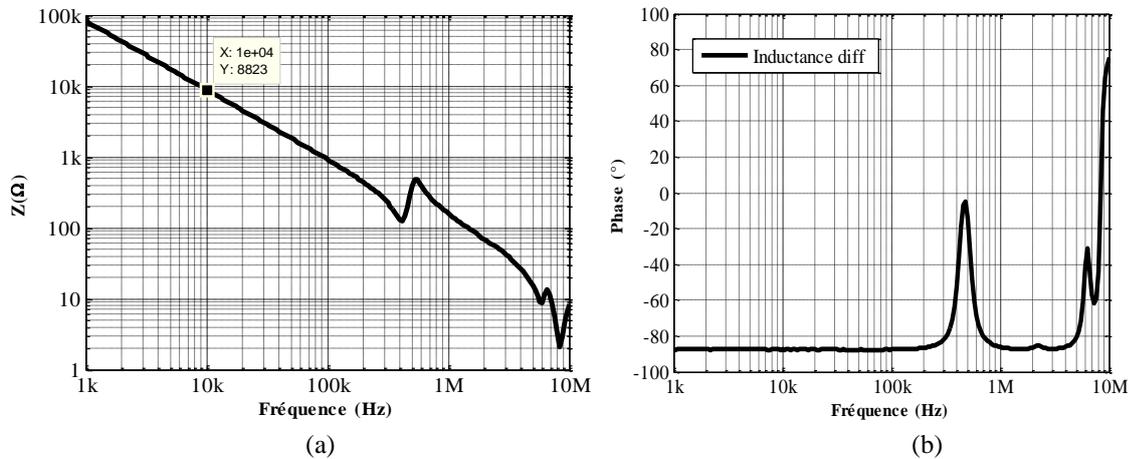
### 3.1.3. Mesure des capacités entre RSIL et variateur : $C_{R_1}$

Dans cette étude, on supposera que ces capacités parasites sont dues uniquement au module de puissance (qui contient les trois bras) de l'AFE et aux bobines AC en entrée du variateur de vitesse (deux de 2mH chacune). Une représentation schématique du circuit de mesure de l'impédance d'une bobine AC en mode commun est donnée à la Figure 4.28.



**Figure 4.34 :** Représentation schématique de la mesure de l'impédance de mode commun d'une bobine AC

La mesure de l'impédance et la phase en mode commun lorsque les phases sont en court-circuit par rapport à la terre est donnée à la Figure 4.35.

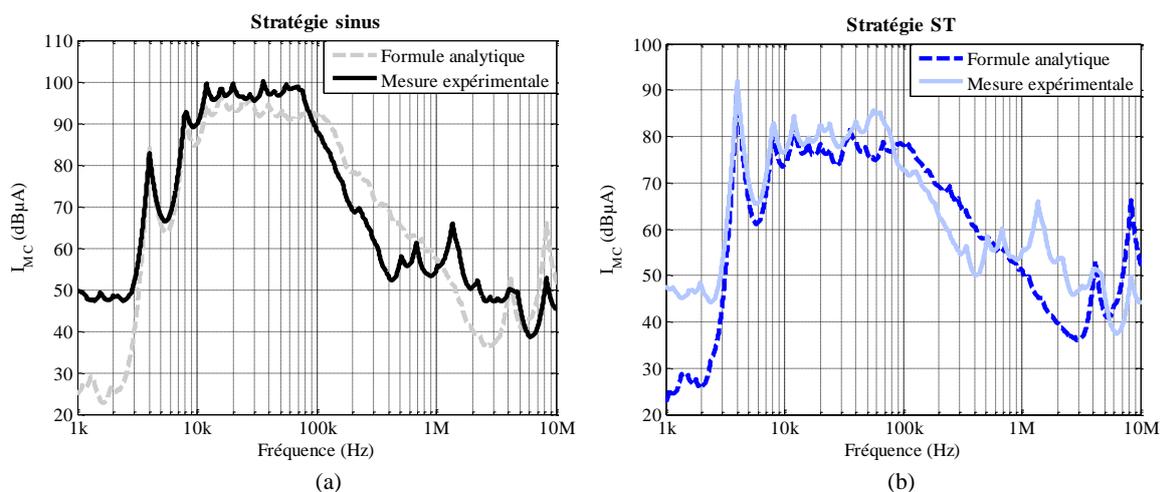


**Figure 4.35 :** Impédance (a) et phase (b) en mode commun d'une bobine AC en entrée du variateur

On en déduit une valeur de capacité  $C_{R_1}$  égale à 1,8nF pour une bobine. Or, le variateur de vitesse est composé de deux bobines en série donc les capacités à la terre s'ajoutent et on en déduit une valeur de  $C_{R_1}$  égale à 3,6nF.

### 3.1.4. Validation du modèle

D'après les différentes mesures des impédances réalisées précédemment, l'approximation des couplages à la terre par des capacités uniquement n'est valide qu'en deçà de quelques centaines de kilohertz. Cette limite correspond à la plage de validité du modèle. Pour la validation expérimentale, on compare le courant de mode commun obtenu avec la formule analytique donnée à l'équation 4.8 et une mesure expérimentale du même courant avec un câble de 5m. Cette comparaison est réalisée pour une stratégie de modulation de type sinus ou SPWM (Figure 4.36.a) et la synchronisation totale (Figure 4.36.b).



**Figure 4.36 :** Comparaison des résultats obtenus avec le modèle analytique et de la mesure expérimentale du courant de mode commun pour les stratégies de modulation SPWM (a) et ST (b)

Quelle que soit la stratégie de modulation, le modèle analytique retranscrit assez fidèlement les tendances du gain obtenu sur le contenu spectral du courant de mode commun. Au-delà de quelques centaines de kilohertz, le modèle analytique est moins représentatif de l'évolution réelle du courant du fait des simplifications apportées (modélisation des éléments du système par des capacités parasites uniquement). Ce modèle sera utilisé dans les sections suivantes afin de rendre compte de l'évolution des perturbations liées au courant de mode commun en fonction de paramètres tels que la variation de  $C_O$  ou encore celle de  $C_b$ .

### 3.2. Contraintes CEM pour un variateur de vitesse standard (stratégie de modulation SPWM)

Nous avons vu au chapitre 1 paragraphe 3.1 que la mesure des perturbations conduites est la somme des courants de mode commun et de mode différentiel. Or le courant de mode commun est généré, par l'excitation de capacités parasites entre câble, moteur, variateur de vitesse, pour lesquelles la longueur du câble entre variateur de vitesse et le moteur va introduire plus ou moins de capacités parasites et donc un niveau de perturbations variable que le filtre de mode commun (inductance et condensateurs  $C_Y^{55}$ ) devra limiter (Figure 4.37).

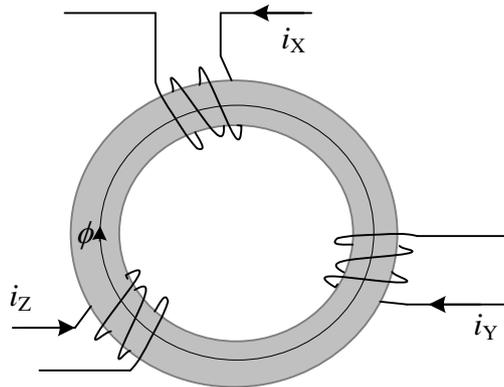


Figure 4.37 : Inductance de mode commun pour un système triphasé

Ces filtres sont essentiellement dimensionnés par :

- Le niveau de perturbations ( $I_{MC}$ ) à 150kHz qui permet de déterminer l'inductance de mode commun  $L_{MC}$ .
- Et, à valeur d'inductance donnée, la valeur maximale du courant de mode commun nous fournit l'information sur le flux vu par la bobine de mode commun  $\Phi$  et donc le volume de son noyau magnétique. Ce flux est fonction de la tension de mode commun  $V_{MC}$  [Fang2010].

Ces deux points seront détaillés dans les sections qui suivent.

#### 3.2.1. Effet de la longueur du câble moteur

Dans cette section seront présentés l'impact de  $C_O$  dont la valeur est fonction de la longueur du câble moteur. Une évaluation du courant de mode commun à la fréquence de 150kHz a été

<sup>55</sup> Cf. chapitre 1 paragraphe 2.2.1.2

réalisée. Cette valeur est à mettre en rapport avec la valeur de l'inductance  $L$  nécessaire au filtrage des perturbations de mode commun. Elle se traduira par un nombre de tours (spires de bobinage plus élevé dans le cas d'une augmentation des perturbations sur  $I_{MC}$  [Fang2010]. De plus, cette variation du niveau du courant de mode commun est aussi fonction de la topologie du redresseur choisie (pont de diodes ou AFE).

### 3.2.1.1. Variateur de vitesse à redresseur non commandé (pont à diodes)

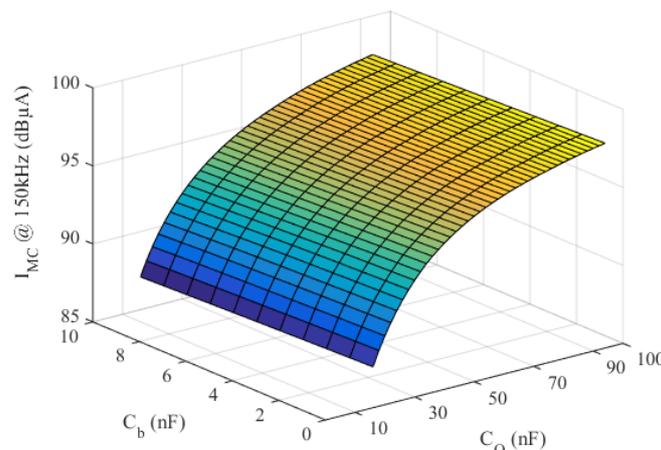
Dans ce cas, on peut admettre que le redresseur ne participe pas à la génération de perturbations haute fréquence, d'où  $V_R = 0$ . L'équation 4.5 est simplifiée à :

$$I_{MC}(f) = \frac{C_o}{1 + R(C_R + C_b + C_o) \times 2\pi f} V_o(f) \times 2\pi f \quad (\text{Eq 4.7})$$

Le courant de mode commun est fonction de  $C_o V_o$  en supposant que  $C_b$  est constante et égal à 2,2nF (correspond approximativement à la valeur mesurée expérimentalement pour le dispositif expérimental). Ainsi, plus le câble moteur est long, plus sa capacité équivalente à la terre est importante et plus le courant de mode commun est élevé. Il en résulte un besoin de filtrage plus grand et donc un filtre plus volumineux pour de grandes longueurs de câble moteur.

### 3.2.1.2. Variateur de vitesse à redresseur commandé (AFE)

Dans ce cas aucun terme n'est négligeable, le courant de mode commun répond donc à l'équation 4.4 pour laquelle ce courant est fonction de  $C_o(V_o - V_R)$  mais aussi de  $C_b V_R$ . La valeur de  $C_b$  variera en fonction de la puissance d'un variateur de vitesse à l'autre car les dimensions des puces de silicium augmentent avec la puissance. La valeur de  $C_o$  est quant à elle toujours fonction de la longueur du câble moteur. Une variation paramétrique de  $C_o$  et de  $C_b$ , qui donne le niveau de courant de mode commun à 150kHz, valeur particulièrement utile car il s'agit du début de la bande de fréquences considérée par la norme, et qui a un impact sur le dimensionnement des filtres, est donnée à la Figure 4.38



**Figure 4.38 :** Courant de mode commun à 150kHz pour une variation de  $C_b$  et  $C_o$  dans le cas d'un AFE sous stratégie de modulation SPWM

Le niveau de perturbations augmente avec la longueur du câble moteur ( $C_0$ ). Ce résultat était prévisible et confirme les problématiques industrielles concernant les grandeurs longueurs de câble citées en début de section. De plus, le niveau de courant de mode commun semble indépendant des capacités entre le bus continu et la terre ( $C_b$ ). Finalement, dans le cas d'un variateur de vitesse avec une stratégie de modulation classique (SPWM), l'efficacité du filtre de mode commun est donnée pour une longueur de câble moteur maximale. Si cette longueur augmente, le filtre ne limitera plus suffisamment les perturbations et la norme ne sera plus respectée.

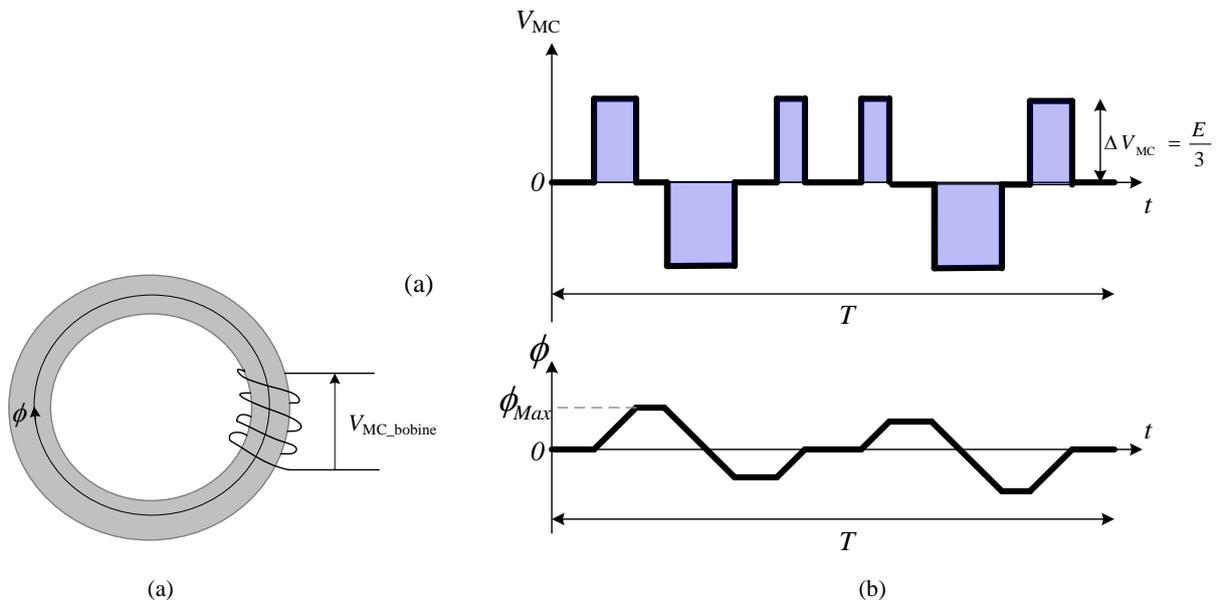
### 3.2.2. Saturation des filtres de mode commun

Il existe des cas où le filtre de mode commun devient complètement inefficace, on parle alors de saturation. Ce phénomène est dû à un flux maximal  $\Phi_{Max}$  vu par le noyau magnétique de l'inductance de mode commun. Or, le flux  $\Phi$  vu par le noyau magnétique de l'inductance de mode commun est fonction de l'image de la tension de mode commun appliquée à la bobine  $V_{MC\_bobine}$ . Ainsi, une amplitude faible de la tension de mode commun aux premiers harmoniques de la fréquence de découpage permet de réduire le flux maximal dans le noyau [Fang2011] (Figure 4.39.a).

Le flux dans cette inductance est donné par (Eq 4.8).

$$\phi = \frac{1}{n} \int V_{MC\_bobine}(t) dt \quad (\text{Eq 4.8})$$

Ce flux conditionne le volume du noyau car ce dernier est réalisé de sorte à ne pas saturer sous l'application de la tension de mode commun  $V_{MC\_bobine}$  (image de  $V_{MC}$  vue de la bobine).



**Figure 4.39 :** Représentation équivalente en mode commun de la bobine triphasée du filtre de mode commun (a) et représentation de la tension de mode commun et du flux dans le noyau (b)

Ainsi  $\Phi_{\text{Max}}$  est intrinsèquement lié à la forme de la tension de mode commun, celle-ci pouvant être altérée par :

- une réduction de la fréquence de découpage [Dong2013].
- Une modification de la tension du bus continu  $E$
- Un déphasage des porteuses des deux convertisseurs [Dong2013].

On peut noter que dans notre cas, les porteuses sont en phase, ce qui représente un cas optimal pour la minimisation du flux dans la bobine de mode commun avec une stratégie de modulation de type SPWM. Une comparaison des flux dans l'inductance de mode commun entre les stratégies de modulation ST et SPWM sera donnée à la section suivante.

### 3.3. Application de la synchronisation totale

Dans cette section, les deux contraintes industrielles, autour du dimensionnement du filtre de mode commun, explicitées précédemment seront étudiées dans le cadre de la synchronisation totale.

#### 3.3.1. Contrainte liée aux grandes longueurs de câble

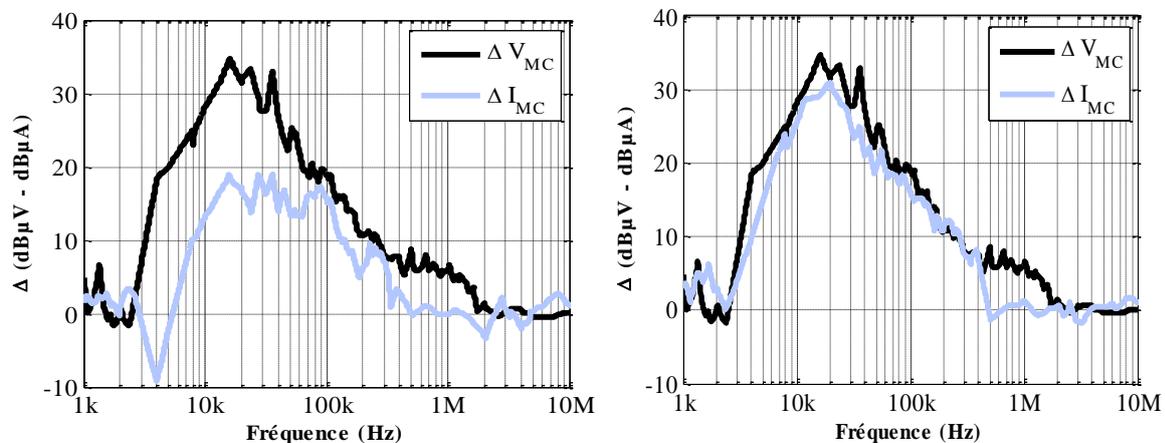
Le courant de mode commun généré par un variateur de vitesse utilisant la ST répond toujours à l'équation 4.4, mais certains phénomènes intrinsèques à cette stratégie de modulation sont à prendre en considération. En l'occurrence le terme égal à la différence des tensions  $V_O$  et  $V_R$  qui est fortement réduit puisque la ST vise à égaliser ces deux tensions. Ainsi, certains termes de l'équation 4.4 peuvent être négligés suivant les cas (équation 4.9).

$$i_{MC}(f) = \frac{|(C_o(V_o(f) - V_R(f)) - C_b V_R(f))| 2\pi f}{\sqrt{(2\pi f)^2 \times (R(C_R + C_o + C_b))^2 + 1}} \quad (\text{Eq 4.9})$$

A partir de cette équation, il est possible d'interpréter les résultats obtenus au paragraphe 2.4 concernant l'effet de la capacité  $C_b$ . Un premier constat est réalisé par l'étude de la fonction de transfert donnée à l'équation 4.9 :

- Si  $C_o(V_o - V_R) \gg C_b V_R$  alors le courant de mode commun ne dépend que de la différence des tensions de mode commun. Or, cette dernière est réduite par la ST ce qui se traduit par une diminution sur la différence des tensions de mode commun  $\Delta V_{MC}^{\text{dB}}$  qui se retrouve intégralement sur le courant  $\Delta I_{MC}^{\text{dB}}$ , même si le chemin capacitif entre bus et terre existe.
- Si  $C_o(V_o - V_R) \ll C_b V_R$ , alors le courant de mode commun ne dépend plus uniquement de la différence des tensions de mode commun (la part de courants de mode commun circulant par le chemin capacitif bus – terre devient non négligeable). Donc la ST est moins efficace pour réduire les courants de mode commun. D'où une diminution des tensions  $\Delta V_{MC}^{\text{dB}}$  plus importante que sur les courants  $\Delta I_{MC}^{\text{dB}}$ .

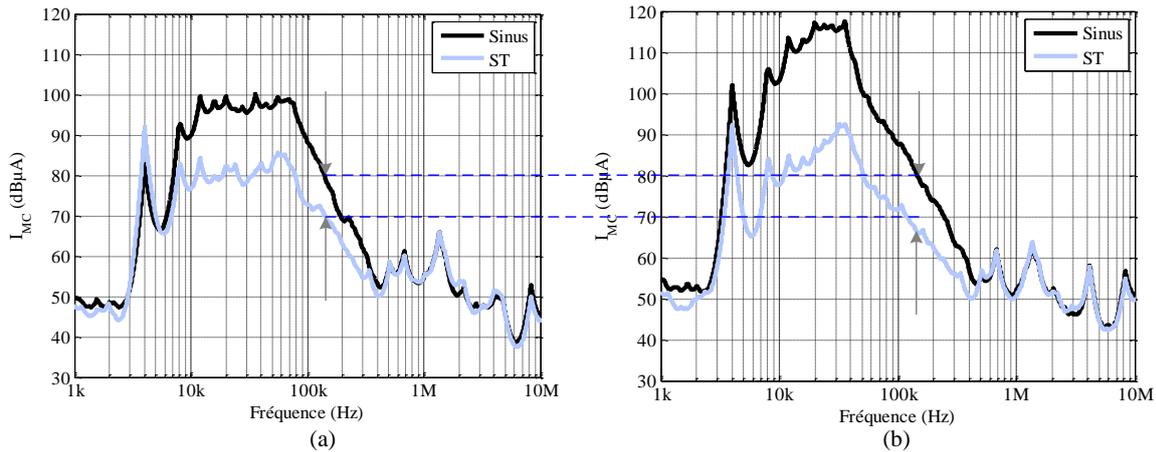
Il est donc possible pour une grande longueur de câble de s'affranchir de l'effet néfaste de  $C_b$ . Pour valider ce constat, une comparaison de  $\Delta V_{MC}^{dB}$  et  $\Delta I_{MC}^{dB}$  est effectuée pour des câbles d'une longueur de 5m et 150m (Figure 4.40) avec connexion du variateur à la terre.



**Figure 4.40 :** Atténuation du courant par rapport à la tension de mode commun pour un câble moteur de 5m (a) et de 150m (b) issues de mesures expérimentales

A 150m de câble, l'évolution de l'atténuation du courant et de la tension de mode commun est similaire malgré la présence de la capacité parasite entre la terre et le bus. Ce résultat confirme la dépendance entre performance en mode commun et la proportion des capacités parasites  $C_O$  et  $C_b$ .

D'un point de vue industriel, cette propriété est intéressante puisque contrairement aux stratégies classiques (SPWM, flat top), les performances de la ST semblent d'autant meilleures que la longueur du câble augmente. Cette propriété n'est cependant plus valide au-delà d'une certaine longueur de câble car même si la capacité  $C_O$  est excitée par une tension fortement réduite par la ST, elle en demeure non nulle. Ainsi, pour des valeurs de  $C_O$  très grandes, le courant de mode commun finira par être supérieur à la capacité d'atténuation du filtre de mode commun. Reprenons l'exemple de la Figure 4.24 que l'on compare à l'analyse fréquentielle du courant de mode commun en entrée du variateur de vitesse pour un câble moteur d'une longueur de 50m et 150m (Figure 4.41).



**Figure 4.41 :** Analyse fréquentielle de courants de mode commun mesurés pour des câbles moteur de 5m (a) et 150m (b)

Le dimensionnement du filtre de mode commun est basé, en partie, sur l'amplitude du courant à 150kHz qui marque le début de la bande de fréquence couverte par les normes CEM conduites<sup>56</sup>. Or, on remarque que le niveau à 150kHz du courant de mode commun avec une stratégie de modulation classique est similaire pour un câble de 5 ou 150m. En revanche, pour la ST, le niveau de perturbations à 150kHz est plus faible à 150m qu'à 5m car le courant circulant par  $C_b$  est négligeable (Eq 4.8).

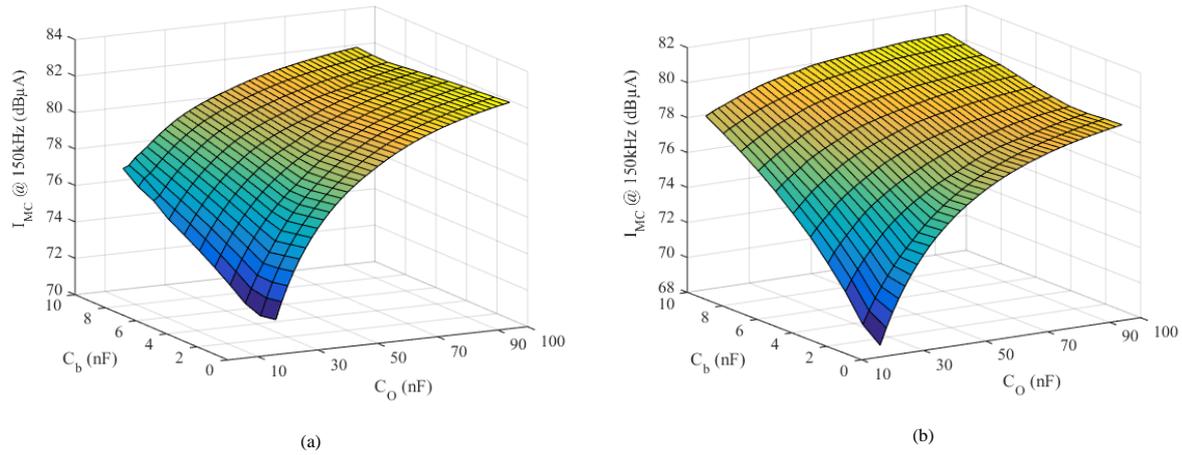
#### Quantification à l'aide du modèle en mode commun

Ce résultat peut aussi être mis en lumière par une quantification de  $I_{MC}$  à 150kHz (point de dimensionnement du filtre CEM) suivant une variation paramétrique de  $C_O$  et  $C_b$  donnés à l'équation 4.8 (modèle simplifié). Les générateurs de tensions  $V_O$  et  $V_R$  seront directement les tensions de mode commun mesurées expérimentalement dans le cas d'un fonctionnement à vide du moteur et d'une compensation des temps morts. De plus, l'analyse est faite pour deux tensions de mode commun :

- La première obtenue sans optimisation des résidus de synchronisation pour un essai à vide
- La seconde avec optimisation des résidus (synchronisation des tensions commutées à la moitié de la tension commutée) pour l'essai en charge décrit paragraphe 2.3.3.

Les résultats sont donnés à la Figure 4.42 et sont à rapprocher de ceux de la Figure 4.38.

<sup>56</sup> Un exemple de norme CEM appliquée à la variation de vitesse est donné au chapitre 1 paragraphe 1.3.2

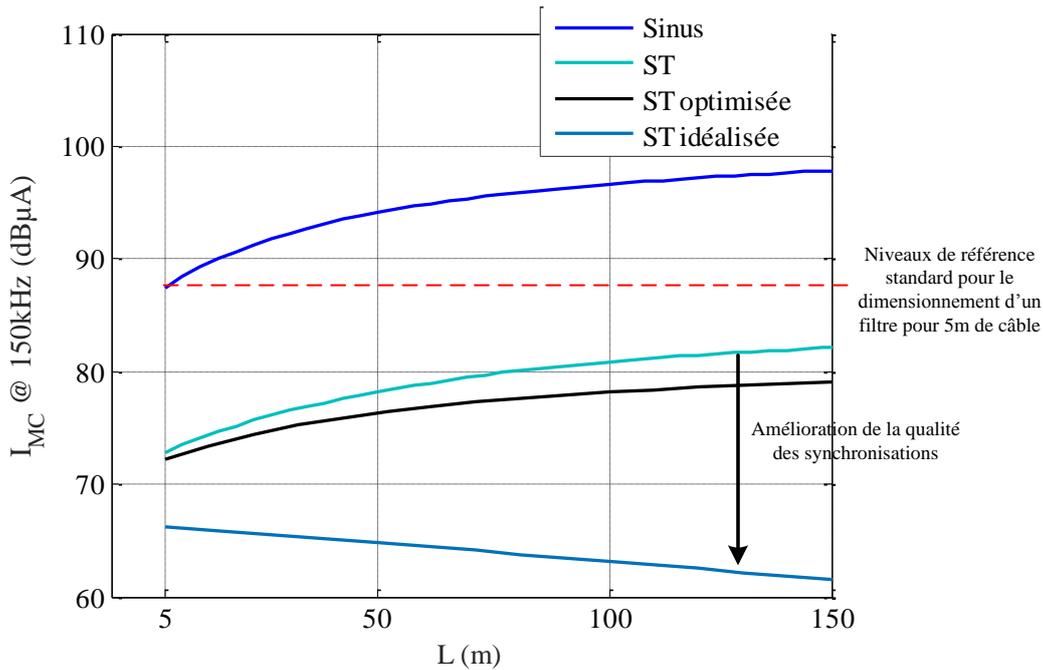


**Figure 4.42 :** Courant de mode à 150kHz pour une variation de  $C_b$  et  $C_o$  dans le cas d'un AFE avec la ST non sans (a) et avec (b) optimisation des résidus par synchronisation à mi-tension

Tout comme pour la stratégie de modulation sinus (Figure 4.38), l'augmentation de la longueur du câble moteur entraîne une augmentation de  $I_{MC}$ , mais cette augmentation est en partie masquée pour des valeurs élevées de  $C_b$ . Et elle est d'autant plus masquée que la synchronisation est optimisée (Figure 4.42.b). L'effet de  $C_b$  est dû, si l'on se réfère à l'équation 4.4 à la prédominance de  $C_b V_R$  sur  $C_o (V_o - V_R)$ , cette prédominance est d'autant plus marquée que le terme  $V_o - V_R$  (terme réduit par la ST) est faible. De plus, par extrapolation, dans le cas d'une synchronisation parfaite,  $(V_o - V_R) = 0$ ,  $C_o$  ne se retrouverait plus qu'au dénominateur dans l'équation 4.4 et donc le courant de mode commun **diminuerait avec l'augmentation de la longueur du câble moteur** (Figure 4.43).

Revenons au cas de notre dispositif expérimental pour lequel  $C_b = 2,2\text{nF}$ . Un filtre de mode commun, dimensionné pour satisfaire aux normes avec un câble de 5m et une stratégie de modulation SPWM, serait surdimensionné avec la ST car le niveau de perturbations relatif est plus faible. Ce résultat est montré en Figure 4.43 où la valeur de  $C_o$  est traduite en longueur de câble moteur équivalente. De plus, le niveau de perturbations atteint avec la SPWM avec 5m de câble n'est toujours pas atteint pour 150m de câble (au-delà de cette longueur, l'hypothèse que le câble soit purement capacitif en mode commun n'est plus certaine et donc le modèle ne serait plus valide). Finalement, la ST est très intéressante puisque, pour 5m de câble moteur par exemple, le dimensionnement du filtre de mode commun (valeur d'inductance) sera réduite, et ce filtre restera efficace jusqu'à plus de 150m<sup>57</sup>.

<sup>57</sup> Ces affirmations ne sont que l'interprétation du modèle simplifié décrit au paragraphe 3.1. Elles ne sont valables à ce titre que pour une approche qualitative.

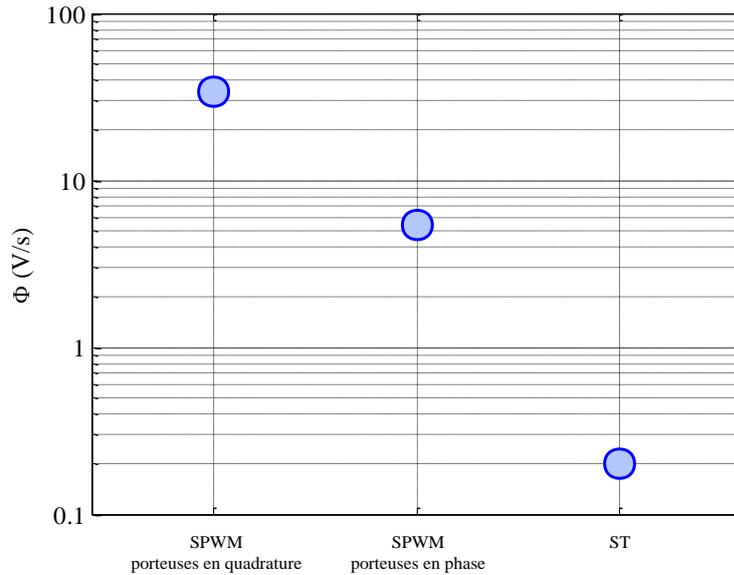


**Figure 4.43** : Courant de mode à 150kHz en fonction de la longueur du câble moteur

### 3.3.2. Réduction du flux dans le noyau magnétique de la bobine de mode commun

Nous avons vu au paragraphe 3.2.2 que le flux présent dans le noyau magnétique de la bobine de mode commun était un paramètre important pour le dimensionnement du filtre. Or du courant de mode commun maximum vu par la bobine, en fréquentiel ce courant peut être identifié comme les premières harmoniques autour de la fréquence de découpage (les cinq premières sont suffisantes). Il apparaît au travers de la Figure 4.41 qu'une augmentation de longueur du câble moteur n'augmente l'amplitude de ces harmoniques (4kHz, 8kHz, 12kHz, 16kHz, 20kHz) que dans le cas d'une stratégie de modulation Sinus. Ce résultat se traduit par un flux vu par le noyau magnétique de la bobine de mode commun qui ne varie pas avec l'augmentation de la longueur du câble (pour les longueurs testées) avec la ST et assurera donc le maintien de ses performances (pas de saturation).

Il est aussi possible de raisonner par l'intégrale de la tension de mode commun (Eq. 4.8) générée par le variateur de vitesse ( $V_{MC\_ond} - V_{MC\_AFE}$ ). Une comparaison, en relatif, du flux généré par chaque stratégie de modulation (SPWM et ST) est ainsi réalisée. Le résultat de cette intégrale sur une période de fonctionnement (100ms) est donné à la Figure 4.44.



**Figure 4.44** : Flux en V/s généré par une stratégie de modulation SPWM à porteuses en opposition de phase, synchronisées et la ST

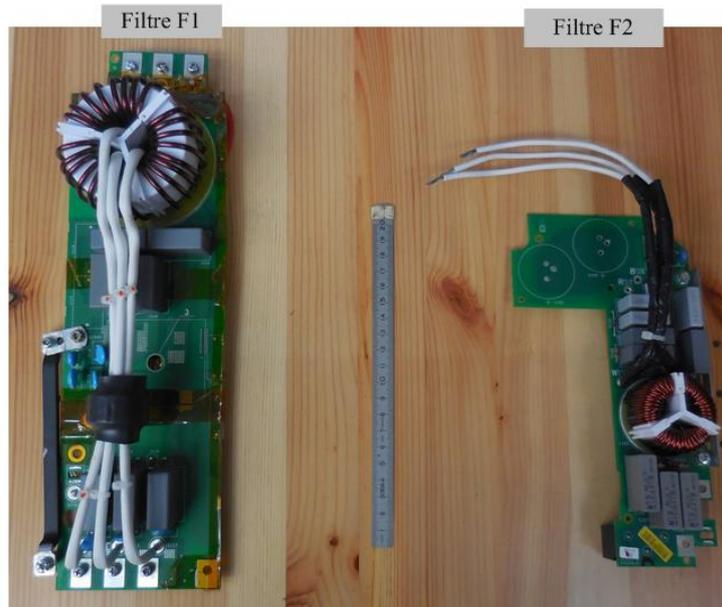
Le résultat est sans équivoque, la ST génère moins de flux que la SPWM (supérieure à un facteur 10), alors même que la synchronisation des porteuses réduisait déjà fortement le flux par rapport à une stratégie de type SPWM avec porteuses en opposition de phase (paragraphe 3.2.2). L'utilisation de la ST permettrait donc de réduire le volume du noyau magnétique de la bobine de mode commun par rapport à l'utilisation d'une stratégie de modulation classique de type SPWM.

Afin de valider cette réduction, une mesure du courant de mode commun est réalisée pour deux filtres de mode commun<sup>58</sup> placés entre le RSIL et les inductances de l'AFE. Nous appellerons ces filtres F1 et F2 (Figure 4.45).

Les caractéristiques de ces filtres sont les suivantes :

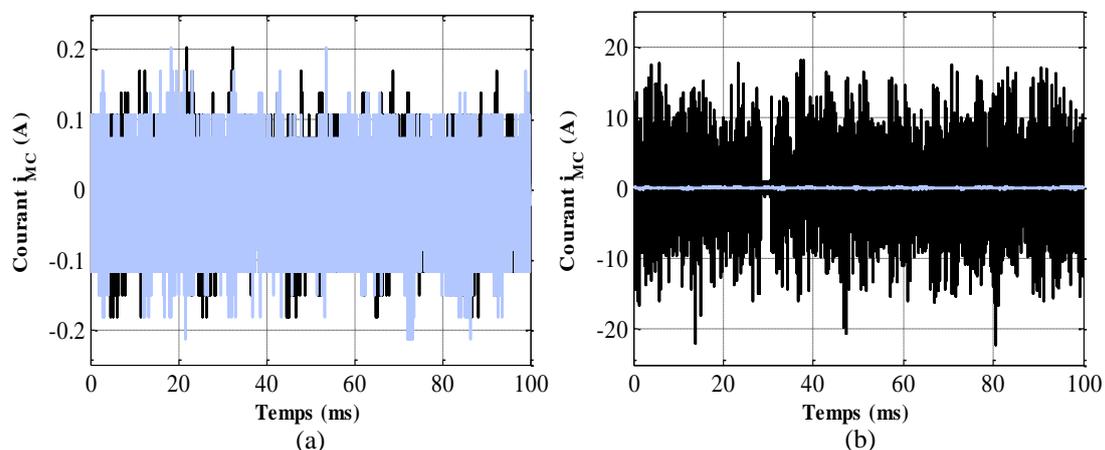
Caractéristiques	F1	F2
Volume du noyau magnétique (cm <sup>3</sup> )	154	50
Nombre de tours par phase	8	21
Valeur de $L_{MC}$ (à 4kHz)	16mH	26mH

<sup>58</sup> Les filtres utilisés pour cette validation sont issus de variateurs de vitesse vendus dans le commerce. A ce titre les validations effectuées ne sont que qualitatives. Pour une approche quantitative un design de filtres serait nécessaire pour chaque stratégie de modulation. Par ailleurs, le filtre F2 est conçu pour des courants de ligne plus faibles que le filtre F1.



**Figure 4.45 :** Filtres de mode commun utilisés pour la validation expérimentale

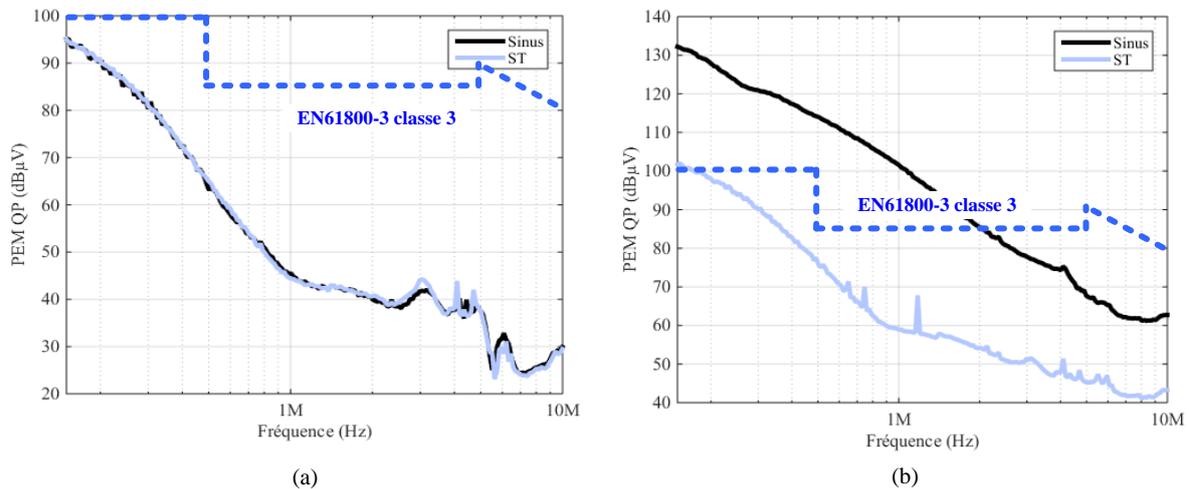
La mesure du courant de mode commun est réalisée entre le RSIL et les filtres F1 et F2 pour un câble moteur d'une longueur de 150m. Les résultats de ces mesures sont donnés à la Figure 4.46. De plus, les mesures effectuées lorsque le filtre ne sature pas sont tout simplement inexploitable car seul le bruit de mesure est ici observé. Ces mesures n'ont pour objet que l'observation d'une saturation du filtre qui se traduit par une élévation du courant de mode commun en amont du filtre (entre ce dernier et le RSIL).



**Figure 4.46 :** Courant de mode commun avec utilisation des filtres F1 (a) et F2 (b)

On constate que le niveau du courant de mode commun avec l'utilisation du filtre F1 est très faible et semble indiquer que ce filtre ne sature pas. En revanche, avec l'utilisation du filtre F2, le niveau de  $I_{MC}$  croit fortement (x100) alors qu'avec la ST le niveau n'évolue guère. Ce résultat indique une inefficacité du filtre F2, de noyau magnétique nettement plus faible que F1, qui peut être attribué à un phénomène de saturation de F2. Malgré tout, ces mesures ne permettent pas totalement de conclure sur l'efficacité des filtres F1 et F2, puisque les courants de mode commun mesurés à la Figure 4.46.a sont d'amplitude inférieure au seuil mesurable

par la sonde utilisée<sup>59</sup>. C'est pourquoi, une mesure est réalisée à l'aide d'un récepteur de mesure CEM (Rhodes et Schwartz) comme cela est défini par les normes CEM. Les mesures réalisées sont données pour des fréquences comprises entre 150kHz et 10MHz qui correspond à une partie de la bande de fréquences couverte par les normes CEM conduites. De plus, les mesures sont réalisées avec un détecteur *quasi-peak*<sup>60</sup> (QP), afin de les comparer au gabarit décrit au chapitre 1 - paragraphe 1.3.2.



**Figure 4.47 :** Mesure normative des émissions conduites (*quasi-peak*) avec utilisation des filtres F1 (a) et F2 (b)

Ces résultats confirment d'une part la perte d'efficacité du filtre F2 lorsque la stratégie sinus (ou SPWM) est utilisée (Figure 4.47.b). Dans ce cas le niveau des perturbations est bien au-delà du gabarit. Mais, malgré le fait que F2 ne sature pas avec la ST, il ne permet pas de satisfaire à la norme EN61800-3 Classe 3. En revanche, le filtre F1 rend similaire les niveaux de perturbation quelle que soit la stratégie de modulation utilisée (Figure 4.47.a). Ce filtre assure donc sa fonction mais il est surdimensionné pour la ST car un filtre légèrement plus efficace que F2 suffirait à rester sous le gabarit (à 150kHz le niveau de perturbations avec F2 est légèrement trop élevé). Ces résultats seraient vérifiables par une approche quantitative, qui se traduirait par un dimensionnement adapté des filtres de mode commun en fonction de la stratégie de modulation envisagée.

Finalement, les résultats obtenus ont permis de démontrer l'intérêt de la ST lors de l'utilisation de grandes longueurs de câble car le filtre F2 sature à partir d'une certaine longueur pour une stratégie de modulation SPWM mais pas en utilisant la ST.

<sup>59</sup> Sonde CP150 de Lecroy© pour laquelle le seuil de mesure est défini à 200mA

<sup>60</sup> La notion de *quasi-peak* a été définie au chapitre 1 paragraphe 1.3.1

#### 4. Conclusion du chapitre

Un dispositif expérimental, mettant en œuvre la synchronisation totale, a été réalisé afin de valider d'une part les voies d'optimisation décrites au chapitre 3, et d'autre part les retombées industrielles liées à l'utilisation de la ST. La mise en œuvre expérimentale de l'algorithme de synchronisation totale (chapitre 2) s'est faite au travers de deux DSP essentiellement suite à des restrictions du nombre de périphériques PWM disponible par carte de commande. L'implémentation s'est finalement faite sur deux cartes de commande composées chacune d'un DSP de la famille F2833x de Texas Instrument. Ces deux DSP pilotent l'onduleur et l'AFE constitués d'une association tête-bêche de deux variateurs de vitesse fournis par Schneider-Electric (architecture imposée). Le variateur de vitesse, composé de l'AFE, a été utilisé pour la validation des performances sur la tension de mode commun d'une part et sur le courant de mode commun d'autre part. Les performances sur la tension de mode commun ont montré l'apport de la compensation des temps morts et de la qualité des synchronisations réalisées. Ainsi, un fonctionnement en charge du moteur réduit le niveau des perturbations générées par rapport à un fonctionnement à vide. Nous avons également montré qu'une synchronisation des commutations à la moitié de la tension commutée permet une réduction encore plus importante des émissions. Ces résultats corroborent les simulations réalisées au chapitre 3. En revanche, la mesure du courant de mode commun a mis en lumière une diminution de l'efficacité de la synchronisation totale du fait de la présence des capacités parasites entre le bus continu et la terre. Ces capacités offrent un chemin de propagation aux courants de mode commun pour lequel la ST ne permet pas de réduction notable.

D'un point de vue industriel, la mise en conformité vis-à-vis des normes CEM des variateurs de vitesse nécessite l'utilisation de filtres définis pour un niveau de perturbation et des longueurs maximales de câble entre le variateur et moteur. Or la réduction des perturbations de mode commun, suite à l'utilisation de la synchronisation totale, permet d'une part, de réduire la taille des filtres de mode commun et notamment la valeur de la bobine de mode commun. La ST permet aussi, d'une part, de repousser les limites d'utilisation des filtres de mode commun à des longueurs de câble entre moteur et variateur bien supérieure à celles atteignables par une stratégie de modulation de type SPWM. Et d'autre part, la ST permet, par la réduction de la tension de mode commun, de diminuer le flux vu par le noyau magnétique de l'inductance de mode commun qui permet une nouvelle réduction des dimensions du filtre. Cette réduction se traduit par un noyau magnétique moins volumineux. Finalement, la ST présente des avantages indéniables de réduction des dimensions des filtres de mode commun lorsque de grandes longueurs de câbles sont utilisées entre le variateur de vitesse et la charge.

## **Conclusion générale et perspectives**



## Conclusion générale

Ce manuscrit présente les travaux de recherche qui portent sur la réduction des perturbations conduites générées par un variateur de vitesse. Ce variateur de vitesse présente la particularité d'être constitué d'un redresseur entièrement commandé (*Active Front End* ou AFE) lui aussi à deux niveaux de tension. L'utilisation d'un AFE présente les avantages bien connus d'absorption de courant sinusoïdal, permettant une faible pollution harmonique basse fréquence des réseaux électriques (taux de distorsions harmoniques inférieur à 5%) et une bidirectionnalité du transfert de puissance, ainsi qu'un contrôle de la tension du bus continu. En contrepartie, les découpages des tensions supplémentaires induites par l'AFE sont à l'origine des perturbations électromagnétiques supplémentaires. Les travaux de recherche réalisés dans le cadre de cette thèse ont permis de proposer une nouvelle stratégie de modulation pour la réduction des perturbations conduites de mode commun. Les résultats obtenus montrent l'efficacité de la méthode proposée en vue de réduire les dimensions des filtres CEM des variateurs de vitesse. Cependant, pour atteindre notre objectif, différentes étapes ont été nécessaires.

Une première partie est consacrée à l'origine des émissions conduites issues du découpage des grandeurs électriques (source de perturbations). Ces perturbations sont néfastes pour les équipements électriques voisins aux variateurs de vitesse. Parmi elles, les perturbations conduites de mode commun sont les plus difficilement maîtrisables du fait de la multiplicité des couplages (capacités parasites) et des chemins de propagation entre l'ensemble du système et la terre. Or, le niveau des émissions conduites est limité par des normes CEM dont le respect passe par l'utilisation de filtres volumineux et coûteux. De plus, ces filtres ne représentent qu'une solution palliative aux problèmes liés aux perturbations de mode commun, dont l'origine se trouve dans la source d'excitation de capacités parasites par les variations de la tension de mode commun du variateur de vitesse (dans le cas d'un variateur de vitesse composé d'un AFE, cette tension se définit comme la différence de potentiel des potentiels moyens des tensions générées par l'AFE et l'onduleur). Cette tension est elle-même générée par la stratégie de modulation (basée sur la MLI) appliquée à chaque convertisseur. Ainsi, une technique intéressante de réduction des perturbations de mode commun consiste à agir sur la stratégie de commande MLI qui est à l'origine de ces perturbations. Cette action consiste à synchroniser les commutations des convertisseurs de puissance dans le but d'annuler les variations de la tension de mode commun.

Une seconde partie est consacrée au développement de la méthode de synchronisation totale (ST). Ce développement a conduit à définir les conditions nécessaires et suffisantes à la mise en œuvre de la ST, ainsi que les degrés de liberté offerts par cette stratégie, tels que les différentes associations de commutations donnant lieu à une synchronisation totale. Ces nouvelles possibilités offertes par la ST ont nécessité le développement d'un algorithme décisionnel. Cet algorithme est basé sur une minimisation des effets néfastes liés à la ST et plus particulièrement de l'ondulation du courant. Alors que les stratégies de modulation classiques (SPWM) permettent une imbrication centrée des impulsions générées par la MLI, la méthode de ST, du fait du déplacement des impulsions pour permettre la synchronisation

des commutations, n'est pas en mesure d'en faire de même. Or, il s'avère que des impulsions centrées et imbriquées permettent l'obtention d'une ondulation de courant faible. L'objectif de l'algorithme décisionnel a été de tendre vers ce résultat par un confinement des impulsions dans la période de découpage, qui a permis de maîtriser l'ondulation du courant prélevé sur le réseau et consommé par la charge. Ce résultat a été vérifié au travers de simulations qui ont aussi permis de s'assurer de la réduction des variations de la tension de mode commun, mais également de la préservation des fonctions de base du variateur de vitesse (régulation de la tension du bus continu, facteur de puissance unitaire sur le réseau électrique). Malheureusement, en pratique, les commutations ne sont pas idéales comme elles peuvent l'être en simulation. Le caractère idéal des commutations simulées entraîne une annulation parfaite de la tension de mode commun ce qui ne correspond pas à la réalité.

Ce constat nous amène à la troisième partie de ce mémoire pour laquelle une étude du résultat de la synchronisation des commutations est réalisée. Il est bien connu que les commutations des transistors dépendent du courant commuté. Ainsi, deux commutations, dont les ordres de commande, issues de la MLI, sont synchronisées, ne se compensent pas parfaitement. Ces synchronisations sont à l'origine de « résidus de commutation », qui représentent la source des perturbations de mode commun dans le cas de la ST. Pour cela, une modélisation des phénomènes liés aux commutations a été réalisée pour évaluer les performances sur la tension de mode commun de la ST par rapport à la SPWM. Des phénomènes, tels que la désynchronisation des commutations peuvent même dégrader davantage les performances de réduction de la tension de mode commun. C'est pourquoi, une attention toute particulière a été portée aux temps morts, qui entraînent naturellement une dégradation des performances de ST à moins qu'une compensation ne soit effectuée. En revanche, cette compensation n'a pas besoin d'être idéale pour permettre de profiter pleinement des avantages de la ST. De plus, des voies d'optimisation des performances de la ST sur la tension de mode commun ont aussi été proposées. Il en ressort, d'une part, qu'une accélération des vitesses de commutations permettrait une amélioration des performances de la ST par une réduction de la durée des « résidus », et d'autre part, que la modification des ordres de commande pour l'obtention des synchronisations des commutations à mi-tension permettrait, elle aussi, une amélioration notable des performances de la ST et ceci grâce à une meilleure symétrie des « résidus de commutation ».

Les derniers points ont fait l'objet d'une validation expérimentale menée dans une quatrième et dernière partie. Pour ce faire, un dispositif expérimental a été réalisé au travers d'une association tête-bêche de deux onduleurs issus de variateurs de vitesse fournis par Schneider-Electric. Le développement et l'implémentation de l'algorithme de synchronisation totale ont été réalisés au travers de deux DSP qui permettent un placement des impulsions au travers de périphériques dédiés. L'utilisation d'un DSP pour chaque convertisseur s'est en revanche avérée nécessaire à la vue des contraintes sur le nombre de périphériques disponibles sur les cartes de commande (équipées d'un DSP) mises à notre disposition. Ainsi, le bon fonctionnement de l'AFE (régulation du bus et absorption sinusoïdale de courant) et les performances entre SPWM et ST (avec et sans temps morts compensés) ont pu être validés. Ces résultats ont permis de justifier de l'intérêt de la compensation des temps morts dans le

cadre de la réduction des perturbations de mode commun. S'en suivit une validation de la méthode proposée pour l'amélioration des performances de la ST qui consiste à accélérer les vitesses de commutation au travers d'un essai en charge, mais également par une synchronisation des commutations à mi-tension. Ces expérimentations ont permis de conclure sur l'intérêt des approches d'optimisation proposées. Une évaluation des performances sur le courant de mode commun a été réalisée à l'issue de laquelle, il a été déterminé que les capacités parasites entre bus continu et la terre, bien que relativement faibles, entraînent une réduction des performances sur les perturbations de mode commun. Ces capacités offrent en effet un chemin de propagation pour les courants de mode commun non affectés par la ST. En revanche, Il a été démontré que ce chemin de propagation peut être négligé pour de grandes longueurs de câble entre variateur de vitesse et moteur. D'un point de vue industriel, cette propriété est très intéressante puisque, pour une stratégie SPWM, plus la longueur du câble moteur est importante, plus le recours à des filtres supplémentaires est nécessaire. En revanche, avec la ST, le niveau des perturbations est plus faible qu'avec la SPWM ; et l'augmentation de la longueur du câble moteur favorise les performances de la ST. Cette étude a également démontré qu'une optimisation du volume du noyau magnétique de l'inductance de filtrage de mode commun est possible grâce à la réduction de la tension de mode commun, qui implique une réduction du flux vu par cette même inductance. Finalement, une approche qualitative a permis de constater expérimentalement que la ST permettait l'utilisation de filtres de mode commun pourvus d'un noyau magnétique de volume réduit. Des mesures effectuées dans le cadre normatif sur le variateur de vitesse pour des longueurs de câbles moteur importantes, en présence de deux filtres, ont démontré l'efficacité de la solution proposée.

Bien entendu, il reste encore des points dont l'étude reste à entreprendre ou à compléter. Il me semble prioritaire de procéder à une évaluation quantitative de la réduction des dimensions du filtrage du mode commun, ainsi que l'évaluation des gains sur l'usure prématurée des roulements des moteurs (*bearing current*). L'algorithme de synchronisation totale pourrait lui aussi être amélioré par la prise en compte et la compensation des « sauts » de courant générés par le déplacement des impulsions de commande. Concernant les voies d'optimisation des performances de la ST, l'utilisation de cette stratégie de modulation avec des composants à base de carbure de silicium ou de nitrure de gallium permettait potentiellement une réduction notable des perturbations électromagnétiques conduites, qui représentent un frein à la montée en fréquence des convertisseurs statiques. La synchronisation à mi-tension commutée, pourrait être elle aussi améliorée par une estimation du courant à l'instant de la commutation au lieu de se satisfaire de la mesure périodique effectuée par le DSP. Finalement, une évaluation des performances de la ST sur les perturbations rayonnées pourrait aussi être une perspective intéressante de travail.

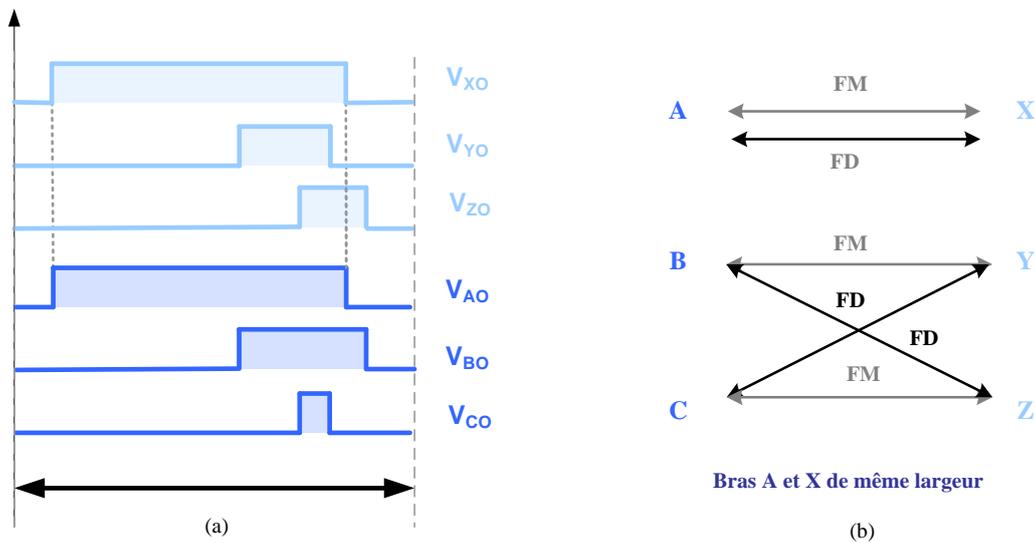


## **Annexes**



## Annexe 1 : Cas particuliers de synchronisation de fronts de tension

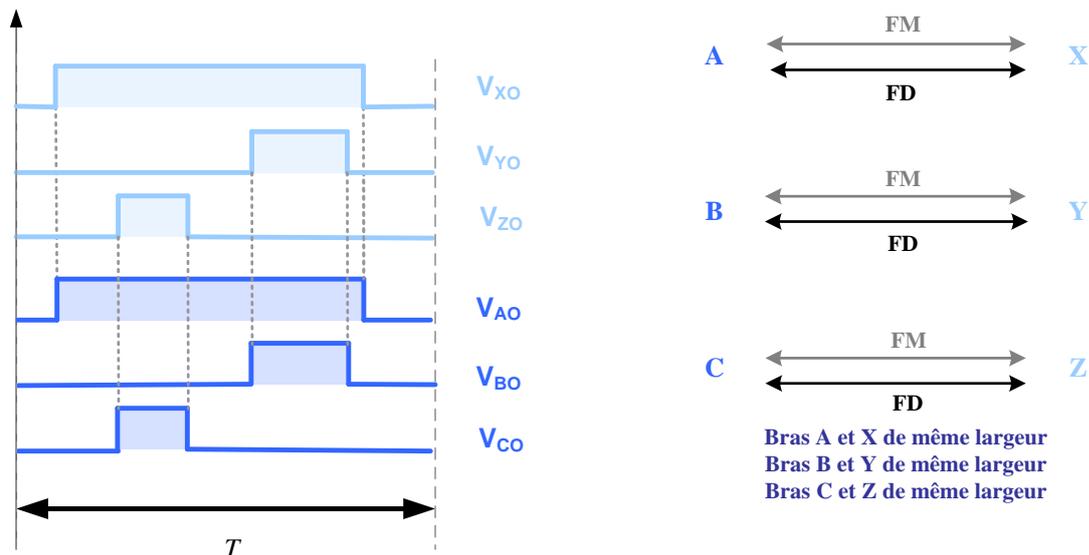
### 1. Egalité d'une impulsion onduleur et redresseur MLI



**Figure A1 :** Synchronisation de deux impulsions (a) et représentation simplifiée des associations de fronts de tension (b)

Cette égalité est possible à chaque fréquence de découpage si la composante homopolaire est utilisée sur l'un des convertisseurs. Cette méthode revient à utiliser la stratégie de modulation développée par [Lee2000].

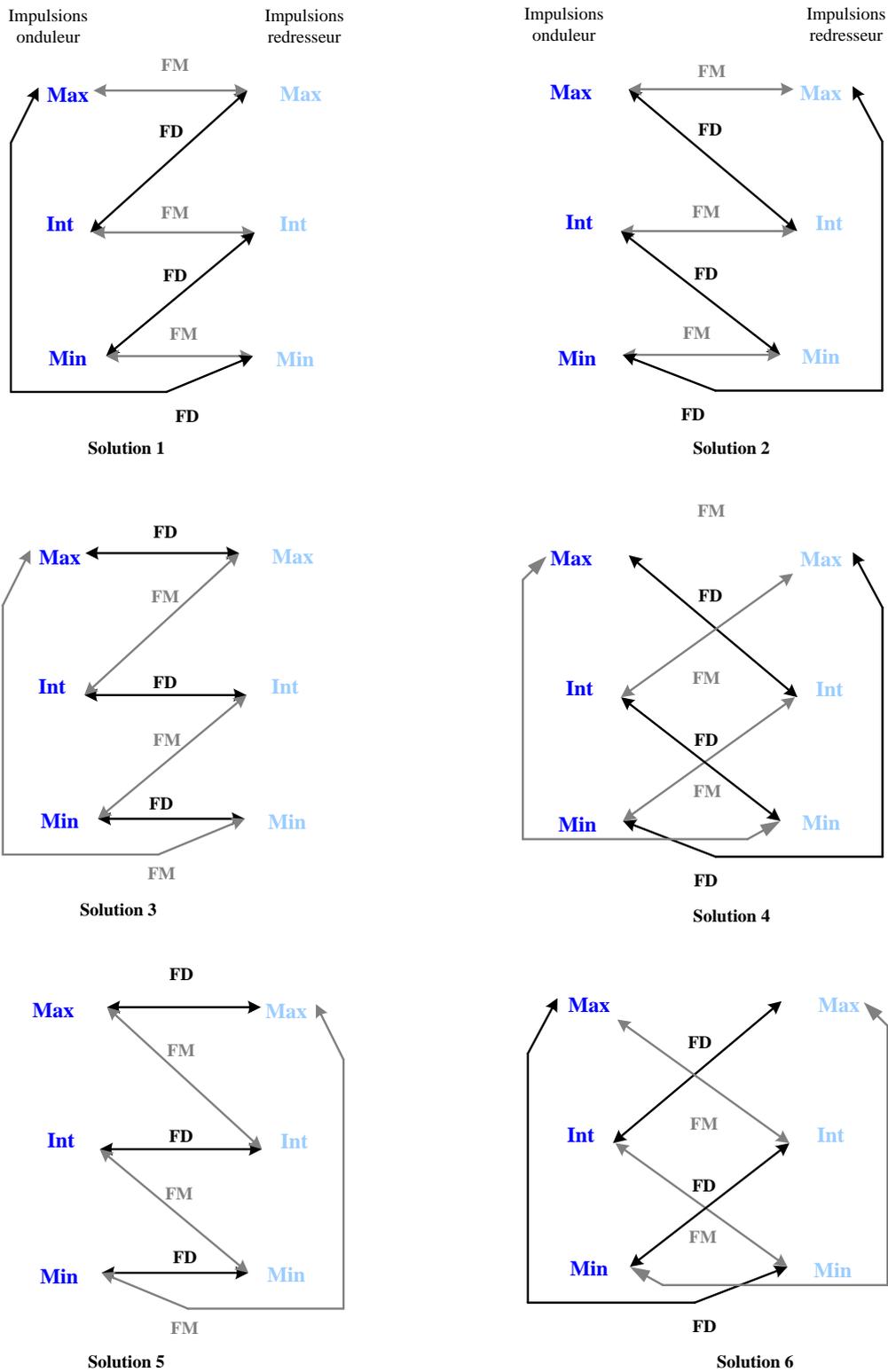
### 2. Egalité de toutes les impulsions deux à deux



**Figure A2 :** Synchronisation des impulsions de l'onduleur avec celles de l'AFE (a) et représentation simplifiée des associations de fronts de tension (b)

Possible si les deux convertisseurs (onduleur et redresseurs) sont synchronisés et fonctionnent à un même point de fonctionnement. On parle alors de fonctionnement by-pass.

**Annexe 2 : Solutions d'association de fronts de tension pour la synchronisation totale**



**Figure A3 : Solutions de synchronisations relevant d'une synchronisation totale 1/2**

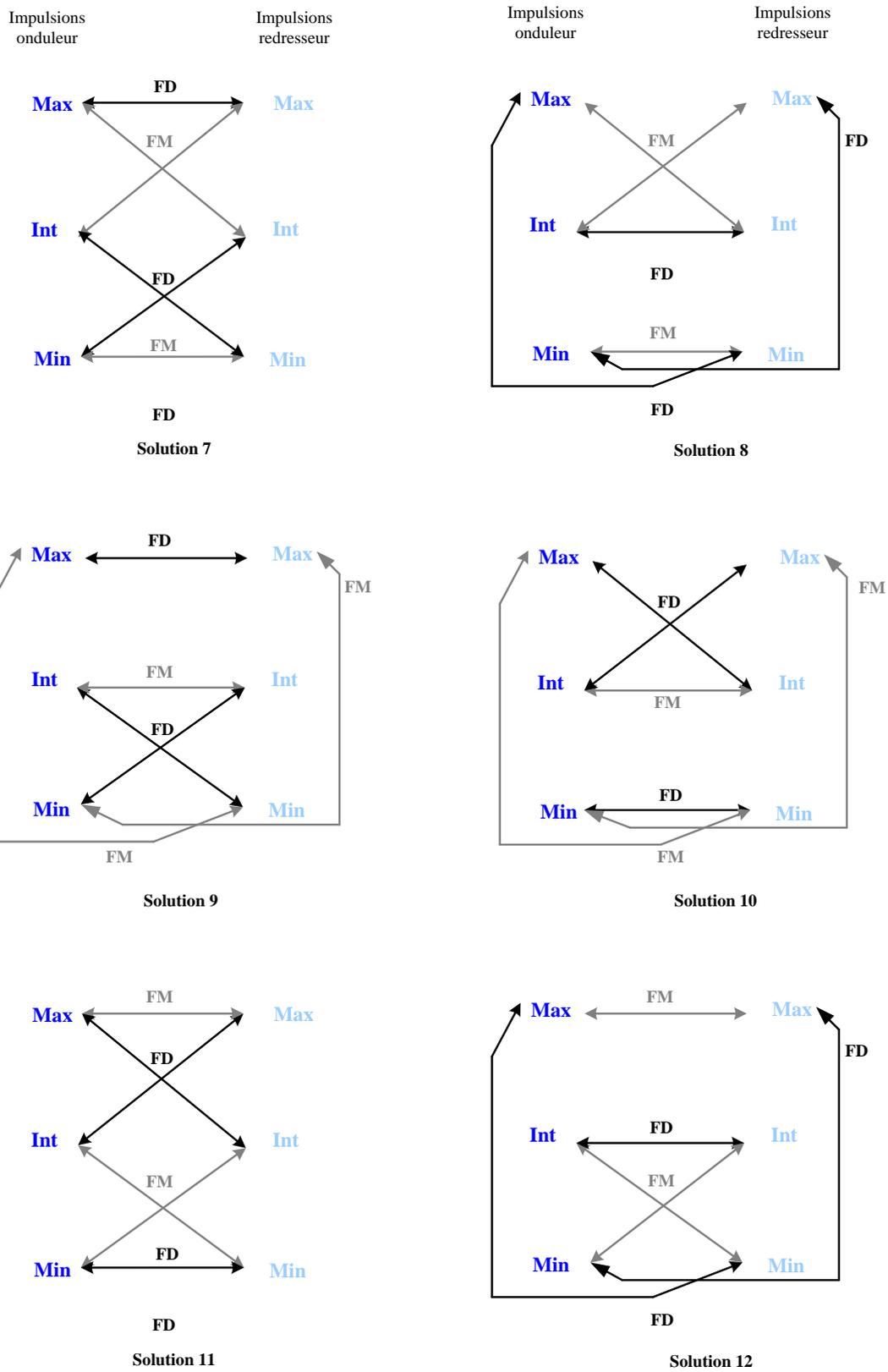


Figure A4 : Solutions de synchronisations relevant d'une synchronisation totale 2/2

### Annexe 3 : Représentation des solutions de synchronisation à l'aide des motifs de base

On supposera que la plus fine des impulsions est  $Min_2$ . Cette impulsion est ensuite synchronisée avec deux autres pour former un motif de base. Il existe trois motifs de base pour lesquels la synchronisation des fronts des trois autres impulsions forme un motif de synchronisation. Ce motif suivant l'identification de l'onduler et du redresseur permet de définir deux solutions. Ces solutions peuvent être soit identiques (solutions 7 et 11), soit différentes (solutions 1, 2, 3, 4, 5, 6, 8, 9, 10 et 12). Cette représentation permet la factorisation des solutions de synchronisation, pour l'étude des cas de confinement des impulsions dans la période de découpage, aux trois motifs de base.

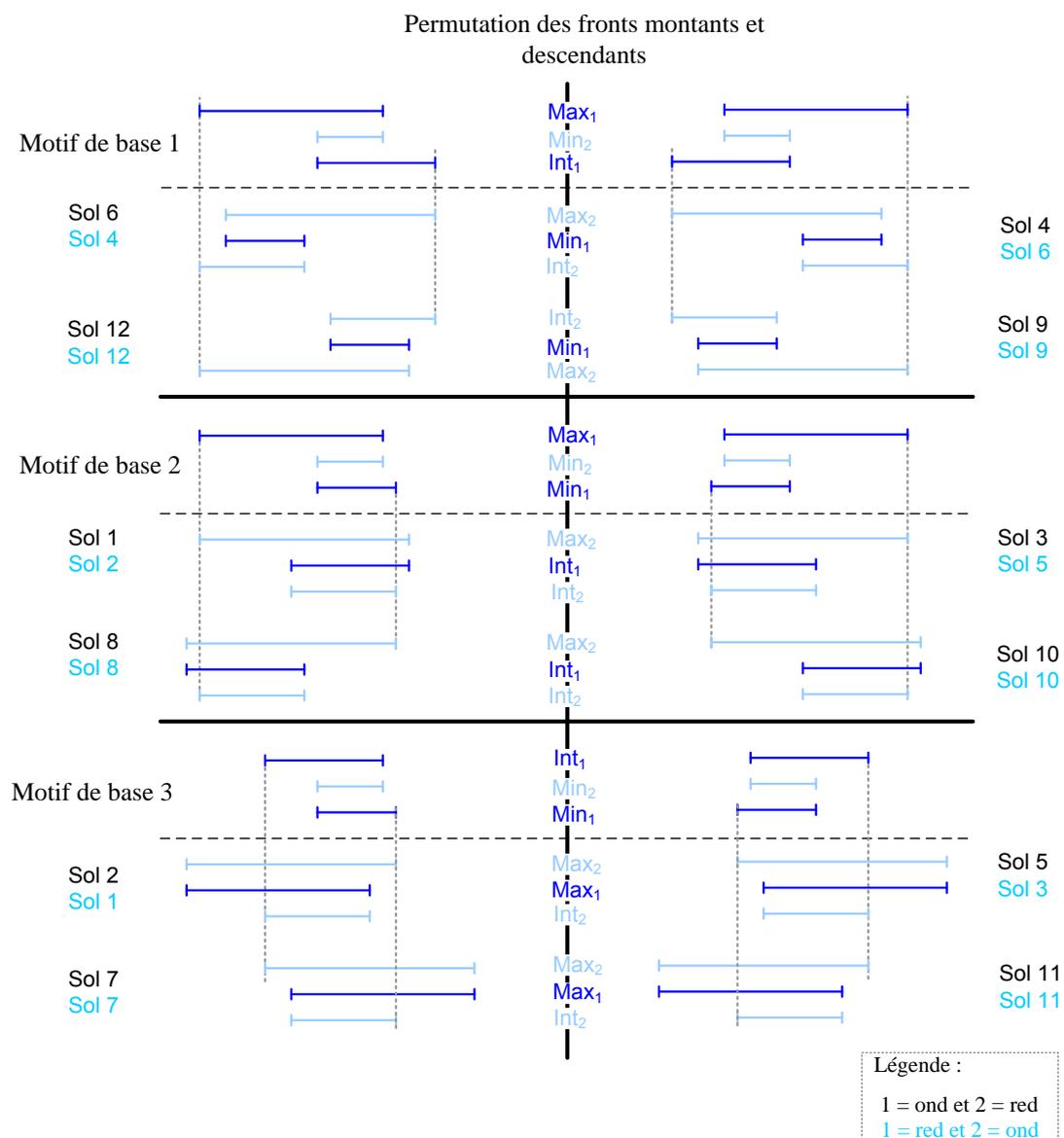


Figure A5 : Détermination des motifs de base de synchronisation

## Annexe 4 : Dénombrement des résidus DT – DT

Détermination du signe du courant des différentes impulsions générées par l'onduleur et l'AFE à chaque période de découpage.

### 1. Différentes combinaisons de signe du courant associées à Max Int et Min

**Hypothèse :** Le courant est sinusoïdal alternatif donc les signes du courant des trois impulsions Max Int et Min ne peuvent ni être tous positifs ni négatifs (fond gris).

**Tableau A1 :** Différentes attribution du signe du courant pour un convertisseur (onduleur ou AFE)

Max	0	0	0	0	1	1	1	1
Int	0	0	1	1	0	0	1	1
Min	0	1	0	1	0	1	0	1

Avec : « 1 » signe du courant positif

« 0 » signe du courant négatif

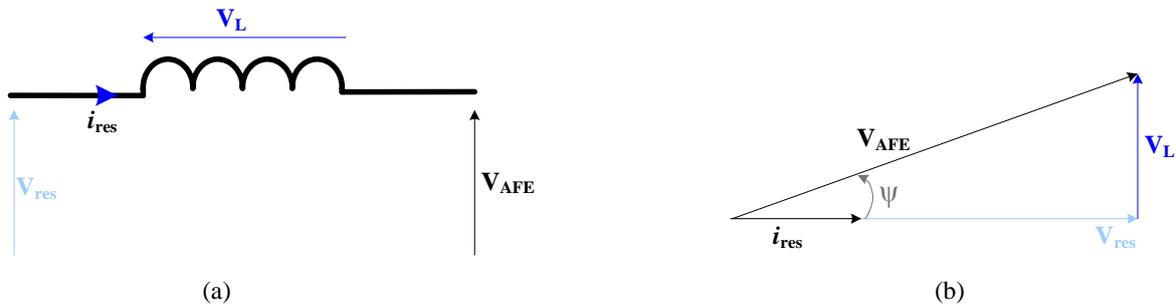
Pour un convertisseur six combinaisons de signe de courant sont associées à Max Int et Min. On en déduit, pour deux convertisseurs (AFE + onduleur) trente-six combinaisons recensées au Tableau A2.

**Tableau A2 :** Combinaisons de signe de courant recensées pour un ensemble AFE + onduleur

Combinaisons de courant	Signe {Max Int Min} <sub>ond</sub>	Signe {Max Int Min} <sub>AFE</sub>
I <sub>1</sub>	{1 1 0}	{1 1 0}
I <sub>2</sub>		{1 0 1}
I <sub>3</sub>		{0 1 1}
I <sub>4</sub>		{1 0 0}
I <sub>5</sub>		{0 1 0}
I <sub>6</sub>		{0 0 1}
I <sub>7</sub>	{1 0 1}	{1 1 0}
I <sub>8</sub>		{1 0 1}
I <sub>9</sub>		{0 1 1}
I <sub>10</sub>		{1 0 0}
I <sub>11</sub>		{0 1 0}
I <sub>12</sub>		{0 0 1}
I <sub>13</sub>	{0 1 1}	{1 1 0}
I <sub>14</sub>		{1 0 1}
I <sub>15</sub>		{0 1 1}
I <sub>16</sub>		{1 0 0}
I <sub>17</sub>		{0 1 0}
I <sub>18</sub>		{0 0 1}
I <sub>19</sub>	{1 0 0}	{1 1 0}
I <sub>20</sub>		{1 0 1}
I <sub>21</sub>		{0 1 1}
I <sub>22</sub>		{1 0 0}
I <sub>23</sub>		{0 1 0}
I <sub>24</sub>		{0 0 1}
I <sub>25</sub>	{0 1 0}	{1 1 0}
I <sub>26</sub>		{1 0 1}
I <sub>27</sub>		{0 1 1}
I <sub>28</sub>		{1 0 0}
I <sub>29</sub>		{0 1 0}
I <sub>30</sub>		{0 0 1}
I <sub>31</sub>	{0 0 1}	{1 1 0}
I <sub>32</sub>		{1 0 1}
I <sub>33</sub>		{0 1 1}
I <sub>34</sub>		{1 0 0}
I <sub>35</sub>		{0 1 0}
I <sub>36</sub>		{0 0 1}

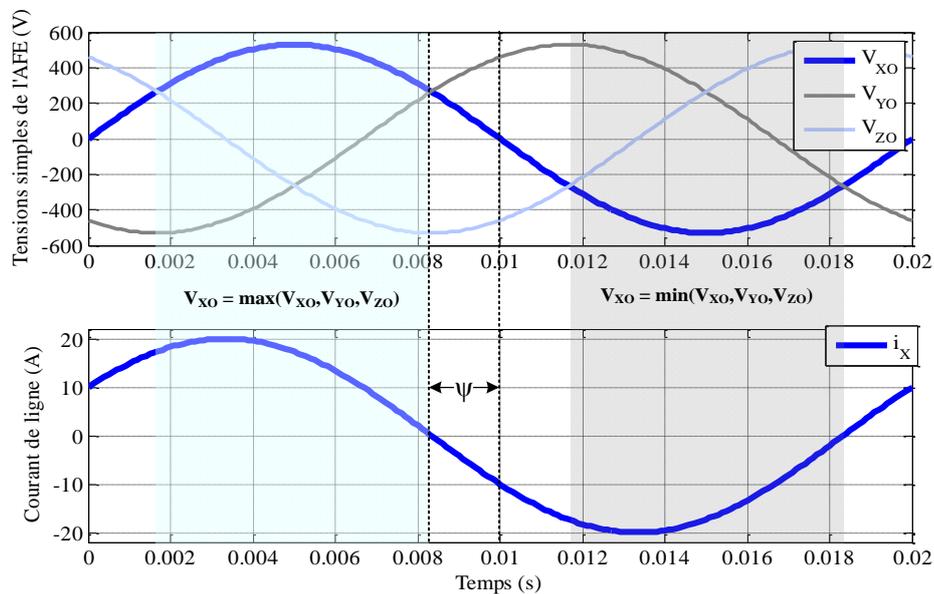
## 2. Différentes combinaisons de signe du courant associées à Max Int et Min

Parmi les trente-six combinaisons listées précédemment, seules une partie retranscrivent un fonctionnement moteur (la puissance transite du réseau vers le moteur). Dans ces conditions de fonctionnement, le courant absorbé du réseau est en phase avec la tension. De plus, la chute de tension générée par le filtre (LCL ou simple inductance) est faible pour limiter la puissance réactive absorbée. On peut supposer que le déphasage  $\psi$  entre les tensions générées par l'AFE,  $V_{AFE}$ , et le courant prélevé du réseau électrique  $i_{res}$  est inférieur à  $30^\circ$ .



**Figure A6 :** Tensions monophasées en entrée d'un variateur de vitesse à AFE (a) et représentation vectorielle des grandeurs électriques (b)

Dans ces conditions ( $\psi < 30^\circ$ ), le signe de l'impulsion la plus grande (déduite de l'ordonnement de  $V_{X0}$ ,  $V_{Y0}$ ,  $V_{Z0}$ ) ne peut être que positif et le signe du courant associé à la plus petite ne peut être que négatif.



**Figure A7 :** Signe du courant dans le bras X suivant l'ordonnement de  $V_{X0}$ ,  $V_{Y0}$ ,  $V_{Z0}$  pour un déphasage courant – tension égal à  $30^\circ$

S'en suit l'élimination de plusieurs combinaisons de courant qui conduit à seulement douze nommées:  $I_3$ ,  $I_6$ ,  $I_9$ ,  $I_{12}$ ,  $I_{15}$ ,  $I_{18}$ ,  $I_{21}$ ,  $I_{24}$ ,  $I_{27}$ ,  $I_{30}$ ,  $I_{33}$ ,  $I_{36}$ . Ces douze combinaisons seront utilisées pour la maximisation des résidus DT – DT (chapitre 3 - paragraphe 4.2) pour laquelle, la connaissance du signe du courant dans chaque impulsion est nécessaire.

## **Bibliographie**



# Bibliographie

- [ABB2005] "Les courants de palier dans les systèmes d'entraînement c.a. à vitesse variable" : *revue technique* ABB, n°5, 24 pages
- [Acharya2010] Acharya, B.A.; John, V., "Design of output dv/dt filter for motor drives" : *2010 International Conference on Industrial and Information Systems (ICIIS)*, pp.562-567, 29 Juillet 2010 – 1er Aout 2010
- [Agilent2013] "Agilent Impedance Measurement Handbook – A guide to measurement technology and techniques 4<sup>th</sup> Edition" : *guide d'utilisation* Agilent, publié aux Etats Unis le 10 septembre 2013, 140 pages
- [Ahmed2014] Ahmed, S.M.; Salam, Z.; Abu-Rub, H., "Common-mode voltage elimination in a three-to-seven phase dual matrix converter feeding a seven phase open-end induction motor drive," : *2014 IEEE Conference on Energy Conversion (CENCON)*, pp.207-212, 13-14 Octobre 2014
- [Aizawa2010] Aizawa, N.; Kikuchi, M.; Kubota, H.; Miki, I.; Matsuse, K., "Dead-time effect and its compensation in common-mode voltage elimination of PWM inverter with auxiliary inverter," : *2010 International Power Electronics Conference (IPEC)*, pp.222-227, 21-24 Juin 2010
- [Allaert2015] Allaert, Y.-L.; Messaoudi, M.; Boulharts, H., "Control method implemented in a variable speed drive" : *Brevet*, n° US 20150035468 A1, 2015
- [Beltramini2010] Beltramini, M.; Prissé, L.; Asfaux, P.; Roux, N.; Richardeau, F.; Roboam, X.; Costa, F.; Revol, B., "Comparison of different inverter architectures and controls in terms of conducted EMI" : *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp.717-722, 14-17 Mars 2010
- [BenAbdelghani2002] BenAbdelghani, A.; Martins, C.A.; Roboam, X.; Meynard, T.A., "Use of extra degrees of freedom in multilevel drives" : *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.49, no.5, pp.965-977, Octobre 2002
- [Bhagwat1983] Bhagwat, Pradeep M.; Stefanovic, V.R., "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter" : *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.IA-19, no.6, pp.1057-1069, Novembre 1983
- [Bird1969] Bird, B.M.; Marsh, J.F.; McLellan, P.R., "Harmonic reduction in multiplex converters by triple-frequency current injection" : *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol.116, no.10, pp.1730-1734, Octobre 1969
- [Bodo2013] Bodo, N.; Jones, M.; Levi, E., "A Space Vector PWM With Common-Mode Voltage Elimination for Open-End Winding Five-Phase Drives With a Single DC Supply" : *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.61, no.5, pp.2197-2207, Mai 2014
- [Borgonovo2003] Borgonovo, D.; de Novaes, Y.R.; Barbi, I., "A three-phase three-switch two-level PWM rectifier" : *2003 IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03*, vol.3, no., pp.1075-1079 vol.3, 15-19 Juin 2003
- [Cacciato1999] Cacciato, M.; Consoli, A.; Scarcella, G.; Testa, A., "Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives" : *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.35, no.2, pp.469-476, Mars - Avril 1999
- [Carrere1996] Carrere P., "Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires séries à IGBT" : *Mémoire de thèse*, Institut National Polytechnique de Toulouse, Octobre 1996
- [Charoy2007] Charoy A., "Bearing currents Induced by a Power Drive" : *Conference on Automotive Power Electronics*, Paris (France), 2007

- [Costa1995] Costa, F.; Laboure, E.; Puzo, A.; Pons A., « Influence of the Driver Circuit in the Generation and Transmission of EMI in a Power Converter, Effects on its Electromagnetic Susceptibility » : *IEEE Transaction on EPE journal*, vol. 5, n°1, pp. 35 – 44, Mars 1995
- [Courault1999] Courault, J.; Lapierre, O.; Pouliquen, J.L., "Multilevel Converters Industrial Interest" : *IEEE Conference on European Power Electronic (EPE)*, Lausanne (Suisse), 1999
- [Dan2008] Dan, D.; Suresh, G.; Chakraborty, S.; Das, J., "A laboratory procedure for verification of impedance characteristics of line impedance stabilization network" : *10th International Conference on Electromagnetic Interference & Compatibility, 2008. INCEMIC 2008*, pp.255-258, 26-27 Novembre 2008
- [Dehghani2015] Dehghani, A.; El Khamlichi Drissi, K.; Pasquier, C., "Modified SVM to meet CMV and DC current ripple reduction" : *9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*, pp.675-681, 1-5 Juin 2015
- [Divan1991] Divan, D.M.; Venkataramanan, G., "Comparative Evaluation of Soft Switching Inverter Topologies" : *IEEE Conference on European Power Electronic (EPE)*, vol. 2, n°, pp.13 – 18, Firenze (Italie), 1991
- [Dong2012] Dong, Dong; Xuning, Zhang; Fang, Luo; Boroyevich, D.; Mattavelli, P., "Common-mode EMI noise reduction for grid-interface converter in low-voltage DC distribution system" : *Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp.451-457, 5-9 Février 2012
- [Dong2013] Dong, Jiang; Fei, Wang; Jing, Xue, "PWM Impact on CM Noise and AC CM Choke for Variable-Speed Motor Drives" : *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.49, no.2, pp.963-972, Mars-Avril 2013
- [DongbingZ1996] Dongbing, Zhang; Chen, D.Y.; Lee, F.C., "An experimental comparison of conducted EMI emissions between a zero-voltage transition circuit and a hard switching circuit" : *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record*, vol.2, no., pp.1992-1997 vol.2, 23-27 Juin 1996
- [ElKhamlichi2003] El Khamlichi Drissi, K.; Luk, P.C.K.; Bin Wang; Fontaine, J., "Effects of symmetric distribution laws on spectral power density in randomized PWM" : *IEEE Power Electronics Letters*, vol.1, no.2, pp.41-44, Juin 2003
- [Ertl2005] Ertl, H.; Kolar, J.W., "A constant output current three-phase diode bridge rectifier employing a novel "Electronic Smoothing Inductor"" : *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.52, no.2, pp.454-461, Avril 2005
- [Fang2010] Fang, Luo; Shuo, Wang; Fei, Wang; Boroyevich, D.; Gazel, N.; Yong, Kang; Baisden, A.C., "Analysis of CM Volt-Second Influence on CM Inductor Saturation and Design for Input EMI Filters in Three-Phase DC-Fed Motor Drive Systems" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.25, no.7, pp.1905-1914, Juillet 2010
- [Fang2011] Fang, Luo; Boroyevich, D.; Mattavelli, P.; Gazel, N., "A comprehensive design for high power density common mode EMI inductor" : *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, , pp.1861-1867, 17-22 Septembre 2011
- [Gupta1990] Gupta, B.K.; Lloyd, B.A.; Sharma, D.K., "Degradation of turn insulation in motor coils under repetitive surges" : *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol.5, no.2, pp.320-326, Juin 1990
- [Hanigovszki2007] Hanigovszki, Norbert; Landkildehus, Jorn; Blaabjerg, F., "Output filters for AC adjustable speed drives" : *Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC 2007*, pp.236-242, 25 Février 2007- 1<sup>er</sup> Mars 2007
- [HaoranZ2000] Haoran, Zhang; Von Jouanne, A.; Shaoan Dai; Wallace, A.K.; Fei Wang, "Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages" : *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.36, no.6, pp.1645-1653, Novembre-Décembre 2000

- [Heldwein2011] Heldwein, M.L.; Dalessandro, L.; Kolar, J.W., "The Three-Phase Common-Mode Inductor: Modeling and Design Issues" : *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.58, no.8, pp.3264-3274, Août 2011
- [Hedayati2013] Hedayati, M.H.; Acharya, A.B.; John, V., "Common-Mode Filter Design for PWM Rectifier-Based Motor Drives" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.28, no.11, pp.5364-5371, Novembre 2013
- [Hippner1992] Hippner, M.; Harley, R.G., "High speed synchronous homopolar and permanent magnet machines comparative study" : *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol.1, no., pp.74-78, 4-9 Octobre 1992
- [Holmes1996] Holmes, D.G., "The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes" : *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.32, no.5, pp.1122-1129, Septembre-Octobre 1996
- [Holmes2000] Holmes D.G., and al. (c2000), "Pulse Width Modulation for Power Converters – Principles and Practice": *IEEE Press*, Piscataway (Etats-Unis), 724 pages, ISBN 0-471-20814-0
- [Hou2013] Hou, C.-C.; Shih, C.-C.; Cheng, P.-T.; Hava, A. M., "Common-Mode Voltage Reduction Pulsewidth Modulation Techniques for Three-Phase Grid-Connected Converters" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.28, no.4, pp.1971-1979, Avril 2013
- [HyeounD2000] Hyeoun-Dong, Lee; Seung-Ki, Sul, "A common mode voltage reduction in boost rectifier/inverter system by shifting active voltage vector in a control period" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.15, no.6, pp.1094-1101, Novembre 2000
- [Iannello2002] Iannello, C.; Shiguo Luo; Batarseh, I., "Full bridge ZCS PWM converter for high-voltage high-power applications" : *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol.38, no.2, pp.515-526, Avril 2002
- [Idir2006] Idir, N.; Bausiere, R.; Franchaud, J.J., "Active gate voltage control of turn-on di/dt and turn-off dv/dt in insulated gate transistors" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.21, no.4, pp.849-855, Juillet 2006
- [Jang2005] Jang, Y.; Jovanovic, M.M., "A new three-level soft-switched converter" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.20, no.1, pp.75-81, Janvier 2005
- [Jiangbiao2011] Jiangbiao, He; Sizov, G.Y.; Peng, Zhang; Demerdash, N.A.O., "A review of mitigation methods for overvoltage in long-cable-fed PWM AC drives," : *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE* , pp.2160-2166, 17-22 Septembre 2011
- [JiangYS2009] Jiang Yan-Shu; Liu Yu; Yu Xiao-yang, "Research on characteristics of common-mode voltage in PWM drive system and its cancellation" : *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2009. IECON '09*, pp.4122-4127, 3-5 Novembre 2009
- [JianS2013] Jian, Shang; Yun Wei, Li, "A Space-Vector Modulation Method for Common-Mode Voltage Reduction in Current-Source Converters" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.29, no.1, pp.374-385, Janvier 2014
- [JongW1996] Jong-Woo, Choi; Seung-Ki, Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.11, no.2, pp.221-227, Mars 1996
- [Julian1999] Julian, A.L.; Oriti, G.; Lipo, T.A., "Elimination of common-mode voltage in three-phase sinusoidal power converters" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.14, no.5, pp.982-989, Septembre 1999
- [Kagerbauer2007] Kagerbauer, J.D.; Jahns, T.M., "Development of an Active dv/dt Control Algorithm for Reducing Inverter Conducted EMI with Minimal Impact on Switching Losses" : *IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007*, pp.894-900, 17-21 Juin 2007

- [Kim1993] Kim, J.S.; Sul, S.K., "New control scheme for AC-DC-AC converter without DC link electrolytic capacitor," : *Power Electronics Specialists Conference, 1993. PESC '93 Record, 24th Annual IEEE*, pp.300-306, 20-24 Juin 1993
- [Klumpner2008] Klumpner, C.; Pitic, C., "Hybrid matrix converter topologies: An exploration of benefits" : *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp.2-8, 15-19 Juin 2008
- [Kolar1999] Kolar, J.W.; Ertl, H., "Status of the techniques of three-phase rectifier systems with low effects on the mains" : *The 21st International Telecommunication Energy Conference, 1999. INTELEC '99*, pp.16 pp.-, Juin 1999
- [Kolar2011] Kolar, J.W.; Friedli, T.; Rodriguez, J.; Wheeler, P.W., "Review of Three-Phase PWM AC-AC Converter Topologies," : *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.58, no.11, pp.4988-5006, Novembre 2011
- [Krishna2012] Krishna, C.H.; Amarnath, J.; Kamakshaiyah, S., "Simplified SVPWM algorithm for neutral point clamped 3-level inverter fed DTC-IM drive" : *2012 International Conference on Advances in Power Conversion and Energy Technologies (APCET)*, pp.1-6, 2-4 Août 2012
- [Lawrance1992] Lawrance, W.B.; Mielczarski, W., "Harmonic current reduction in a three-phase diode bridge rectifier" : *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.39, no.6, pp.571-576, Décembre 1992
- [Lei2011] Lei, Xing; Jian Sun, "Conducted Common-Mode EMI Reduction by Impedance Balancing" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.27, no.3, pp.1084-1089, Mars 2012
- [Li2007] Li, Xiaoqing; Guozhu Chen, "Harmonic suppression technology of three-phase diode rectifier based on third harmonic current injection" : *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, pp.1-9, 2-5 Septembre 2007
- [Lixiang2007] Lixiang, Wei; Lukaszewski, R.A., "Optimization of the Main Inductor in a LCL Filter for Three Phase Active Rectifier" : *42nd IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications Conference*, pp.1816-1822, 23-27 Septembre 2007
- [Long2014] Long, Zhao; Qunjing, Wang; Guoli Li; Quan Chen; Cungang Hu, "Analyze and compare the efficiency of two-level and three-level inverter in SVPWM" : *2014 IEEE 9th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp.1954-1958, 9-11 Juin 2014
- [Marlier2013] Marlier C., "Modélisation des perturbations électromagnétiques dans les convertisseurs statiques pour des applications aéronautiques" : *Mémoire de thèse*, Université de Lille 1, Décembre 2013
- [Mart\_ro2011] Mart-ro, P.; Sae-Kok, W.; Khomfoi, S., "Analysis of dv/dt filter installation for PWM AC drive applications" : *2011 IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, pp.177-184, 5-8 Décembre 2011
- [Messaoudi2014] Messaoudi, M.; Videt, A.; Idir, N.; Boulharts, H.; Vang, H., "Modeling the Residual Common-Mode Voltage Generated by 3-Phase Inverters with Simultaneous-Switching PWM Strategies" : *2014 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp.1-6, 27-30 Octobre 2014
- [Meynard2013] Meynard, T.; Cougo, B.; Brandelero, J., "Design of differential mode filters for two-level and multicell converters" : *IEEE 11th International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their application to Mechatronics (ECMSM)*, pp.1-6, 24-26 Juin 2013
- [Monteiro2004] Monteiro, R.; Borges, B.; Anunciada, V., "EMI reduction by optimizing the output voltage rise time and fall time in high-frequency soft-switching converters" : *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 04*, vol.2, no., pp.1127-1132 Vol.2, 20-25 Juin 2004

- [Moreau2009] Moreau, M.; Idir, N.; Le Moigne, P., "Modeling of Conducted EMI in Adjustable Speed Drives" : *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol.51, no.3, pp.665-672, Août 2009
- [Moreira2002] Moreira, A.F.; Lipo, T.A.; Venkataramanan, G.; Bernet, S., "High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives" : *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.38, no.5, pp.1297-1306, Septembre-Octobre 2002
- [Mussa2004] Mussa, S.A.; Mohr, H.B., "Three-phase digital PLL for synchronizing on three-phase/switch/level boost rectifier by DSP" : *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 04*, vol.5, no., pp.3659-3664, 20-25 Juin 2004
- [Nabae1981] Nabae, A.; Takahashi, I.; Akagi, H., "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter" : *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.IA-17, no.5, pp.518-523, Septembre 1981
- [Nakamura2003] Nakamura, M.; Fujii, Y.; Shiraishi, K.; Hiraki, E.; Nakaoka, M., "A pulse current regenerative auxiliary resonant bridge leg link snubber-assisted three-phase soft switching PWM inverter" : *The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '03*, vol.1, no., pp.742-745, 2-6 Novembre 2003
- [Ning2013] Ning, Zhu; Xu, D.; Bin, Wu; Zargari, N.R.; Kazerani, M.; Fangrui Liu, "Common-Mode Voltage Reduction Methods for Current-Source Converters in Medium-Voltage Drives" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.28, no.2, pp.995-1006, Février 2013
- [Oleschuk2014] Oleschuk, V.; Ermuratskii, V., "Combined topology of quad-inverter six-phase motor drive with synchronized PWM" : *16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition (PEMC)*, pp.973-978, 21-24 Septembre 2014
- [Ortega2004] Ortega, R.; de Rinaldis, A.; Escobar, G.; Spong, M.W., "A hybrid active filter implementation of an overvoltage suppression scheme" : *IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 2004*, vol.2, no., pp.1141-1146 vol. 2, 4-7 Mai 2004
- [Palma2002] Palma, L.; Enjeti, P., "An inverter output filter to mitigate dV/dt effects in PWM drive system" : *Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002*, vol.1, no., pp.550-556 vol.1, 2002
- [Payami2014] Payami, S.; Behera, R.K.; Iqbal, A.; Al-Ammari, R., "Common-Mode Voltage and Vibration Mitigation of a Five-Phase Three-Level NPC Inverter-Fed Induction Motor Drive System" : *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol.3, no.2, pp.349-361, Juin 2015
- [Pejovic2000] Pejović, P., "Two three-phase high power factor rectifiers that apply the third harmonic current injection and passive resistance emulation" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.15, no.6, pp.1228-1240, Novembre 2000
- [Rajeevan2013] Rajeevan, P.P.; Gopakumar, K., "A Hybrid Five-Level Inverter With Common-Mode Voltage Elimination Having Single Voltage Source for IM Drive Applications" : *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.48, no.6, pp.2037-2047, Novembre-Décembre 2012
- [Rizet2010] Rizet, C.; Ferrieux, J.-P.; Le Moigne, P.; Delarue, P.; Lacarnoy, A., "Efficiency improvement in soft-switching three-level converters for high power UPS" : *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp.1585-1590, 12-16 Septembre 2010
- [Rodriguez2004] Rodriguez, J.; Pontt, J.; Correa, P.; Cortes, P.; Silva, C., "A new modulation method to reduce common-mode voltages in multilevel inverters" : *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol.51, no.4, pp.834-839, Août 2004
- [Rasoanarivo2010] Rasoanarivo, I.; Martin, J.P.; Pierfederici, S., "Improvement of EMI behavior of NPC multilevel inverter without balancing the voltage boundaries of DC bank capacitors" : *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp.2320-2325, 12-16 Septembre 2010

- [Saren2005] Saren, H., "Analysis of the voltage source inverter with small DC-link capacitor" : *Mémoire de thèse*, Lappeenranta University of technology, 2005
- [Skibinski1999] Skibinski, G.; Tallam, R.; Reese, R.; Buchholz, B.; Lukaszewski, R., "Common Mode and Differential Mode Analysis of Three Phase Cables for PWM AC Drives" : *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications*, vol.2, no., pp.880-888, 8-12 Octobre 2006
- [ShamsiN2005] Shamsi-Nejad, M.A.; Pierfederici, S.; Martin, J.-P.; Meibody-Tabar, F., "Study of AC modulated hysteresis current controller for a single phase voltage source inverter" : *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2005*, pp.293-298, 6-10 Novembre 2005
- [Shaotang1998] Shaotang, Chen; Lipo, T.A., "Bearing currents and shaft voltages of an induction motor under hard- and soft-switching inverter excitation" : *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.34, no.5, pp.1042-1048, Septembre - Octobre 1998
- [Shuo2010] Shuo, Wang; Maillat, Y.Y.; Fei Wang; Boroyevich, D.; Burgos, R., "Investigation of Hybrid EMI Filters for Common-Mode EMI Suppression in a Motor Drive System" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.25, no.4, pp.1034-1045, Avril 2010
- [Son2002] Son Y.-C.; Seung-Ki Sul, "Conducted EMI in PWM inverter for household electric appliance" : *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.38, no.5, pp.1370-1379, Septembre - Octobre 2002
- [Thiam2009] Thiam M., "Amélioration du comportement CEM d'un variateur de vitesse dans une structure à deux onduleurs dos à dos" : *Rapport de stage ingénieur*, ENSEA, 2009
- [Toure2006] Toure, B.B., "Modélisation Haute Fréquence des variateurs de vitesse pour Aéronefs : Contribution au Dimensionnement et à l'Optimisation de Filtres CEM" : *Mémoire de thèse*, Université de Grenoble, 2006
- [Turpin2003] Turpin, C.; Forest, F.; Richardeau, F.; Meynard, T.A.; Lacarroy, A., "Switching faults and safe control of an ARCP multicell flying capacitor inverter" : *IEEE Transactions on Power Electronics*, , vol.18, no.5, pp.1158-1167, Septembre 2003
- [Utsugi2012] Utsugi, H.; Ohishi, K.; Haga, H., "Reduction in current harmonics of electrolytic capacitor-less diode rectifier using inverter-controlled IPM motor" : *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2012*, pp.6206-6211, 25-28 Octobre 2012
- [Vafakhah2011] Vafakhah, B.; Ewanchuk, J.; Salmon, J., "Multicarrier Interleaved PWM Strategies for a Five-Level NPC Inverter Using a Three-Phase Coupled Inductor," : *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.47, no.6, pp.2549-2558, Novembre - Décembre 2011
- [Videt2008] Videt A., "Variateur de vitesse à impact électromagnétiques réduit : onduleur multi niveaux et nouvelles stratégies de modulation " : *Mémoire de thèse*, Université de Lille 1, Décembre 2008
- [Videt2009] Videt, A.; Le Moigne, P.; Idir, N.; Baudesson, P.; Franchaud, J.-J.; Ecrabey, J., "Motor Overvoltage Limitation by Means of a New EMI-Reducing PWM Strategy for Three-Level Inverters" : *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.45, no.5, pp.1678-1687, Septembre - Octobre 2009
- [Videt2010a] Videt, A., "New Modulation Strategies for EMC Improvement of Multilevel Converters" : *Conference on European Center for Power Electronics (ECPE)*, Västerås, (Suède), 2010
- [Videt2010b] Videt, A.; Loizelet, P.; Thiam, M., "Control method and system for reducing the common-mode current in a power converter" : *Brevet*, n° US 2012/0081932 A1, 2012
- [Videt2012] Videt, A.; Arpillière, M.; Guyomard, J.; Loizelet, P., "Application of multilevel inverter topologies for variable-speed drives" : *European Journal of Electrical Engineering*, vol. 15, n°1, pp. 101 – 116, 2012

[Vrankovic2009] Vrankovic, Z.; Lixiang Wei; Winterhalter, C.; Bok Young Hong, "The influence of the DC link inductor design on the rectifier voltage stress in an adjustable speed drive during a mains voltage surge" : *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2009*, pp.3653-3659, 20-24 Septembre 2009

[Weens2006] Weens, Y., "Modélisation des câbles d'énergie soumis aux contraintes générées par les convertisseurs électroniques de puissance" : *Mémoire de thèse*, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2006

[Xuning2013] Xuning, Zhang; Boroyevich, D.; Burgos, R.; Mattavelli, P.; Wang, F., "Impact and compensation of dead time on common mode voltage elimination modulation for neutral-point-clamped three-phase inverters" : *2013 IEEE ECCE Asia Downunder*, pp.1016-1022, 3-6 Juin 2013

[Yawei2014] Yawei, Xiao; Qinwei Liu; Yunyu Tang; Li Du; Hao Ma, "Current sharing model of parallel connected IGBTs during turn-on" : *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2014*, pp.1350-1355, 29 Octobre 2014 – 1<sup>er</sup> Novembre 2014

[YenS2004] Yen-Shin, Lai; Po-Sheng Chen; Hsiang-Kuo Lee; Chou, J., "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*, vol.40, no.6, pp.1613-1620, Novembre - Décembre 2004

[Yoo2007] Yoo, H.; Seung-Ki Sul; Hoyong Jang; Youngho Hong, "Design of a Variable Speed Compressor Drive System for Air-Conditioner without Electrolytic Capacitor" : *Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications*, pp.305-310, 23-27 Septembre 2007

[Zitzelsberger2006] Zitzelsberger, J.; Hofmann, W., "Space Vector Modulation with Current Based Dead Time Compensation using Kalman-Filter" : *32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, IECON 2006*, pp.1533-1538, 6-10 Novembre 2006