



**HAL**  
open science

# Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multiniveaux et nouvelles stratégies de modulation

Arnaud Videt

## ► To cite this version:

Arnaud Videt. Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multiniveaux et nouvelles stratégies de modulation. Energie électrique. Ecole Centrale de Lille, 2008. Français. NNT: . tel-00365461

**HAL Id: tel-00365461**

**<https://theses.hal.science/tel-00365461v1>**

Submitted on 3 Mar 2009

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

# THÈSE

présentée en vue d'obtenir le grade de

DOCTEUR

en

Génie Électrique

par

**Arnaud VIDET**

DOCTORAT DÉLIVRÉ PAR L'ÉCOLE CENTRALE DE LILLE

---

## Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multiniveaux et nouvelles stratégies de modulation

---

Soutenue le 1<sup>er</sup> décembre 2008 devant le jury d'examen :

<i>Président</i>	Jean-Paul FERRIEUX	G2ELAB – INPG
<i>Rapporteur</i>	François FOREST	IES – Université de Montpellier 2
<i>Rapporteur</i>	Frédéric RICHARDEAU	LAPLACE – Université de Toulouse
<i>Examineur</i>	Francis PIRIOU	L2EP – Université de Lille I
<i>Directeur de thèse</i>	Philippe LE MOIGNE	L2EP – École Centrale de Lille
<i>Co-encadrant</i>	Nadir IDIR	L2EP – Université de Lille I
<i>Membre invité</i>	Michel ARPILLIÈRE	STIE – Pacy-sur-Eure



# Remerciements

**J**E TIENS à remercier ici l'ensemble des personnes qui ont contribué à la réussite de ce travail et au plaisir que j'ai pris à effectuer cette thèse au sein du *Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance* de Lille.

Tout d'abord, j'adresse ma profonde reconnaissance à mon directeur de thèse Philippe LE MOIGNE, grâce à qui je me suis engagé sur le chemin de la recherche, et qui a su encadrer ces travaux avec justesse tout en préservant l'autonomie qui m'était nécessaire pour apprécier pleinement le rôle de doctorant. Sa confiance et l'aide qu'il m'a apportée durant ces trois ans ont été décisives.

Je remercie grandement Philippe BAUDESSON, ingénieur de *Schneider Electric* à l'origine du sujet de ma thèse, qui m'a également convaincu de l'intérêt de ce travail. Il y a apporté une composante industrielle très concrète qui fut pour moi une richesse et m'a permis d'intégrer *Schneider Toshiba Inverter Europe* dès la fin de ma thèse.

Pour le côté *compatibilité électromagnétique*, Nadir IDIR a été mon interlocuteur privilégié avec lequel j'ai apprécié de nombreuses discussions très intéressantes autour de divers aspects de la discipline. Je le remercie pour son soutien et la confiance qu'il m'a témoignée.

J'adresse également mes sincères remerciements à l'ensemble des membres de mon jury de soutenance, en commençant par Jean-Paul FERRIEUX, qui a accepté de présider ce jury et m'a fait l'honneur de félicitations très encourageantes. François FOREST et Frédéric RICHARDEAU ont eu la lourde tâche de rapporter ce mémoire; je leur suis reconnaissant pour les critiques très constructives qu'ils ont apportées et qui ne manqueront pas d'être examinées attentivement pour la suite. Je remercie également Francis PIRIOU, directeur du *L2EP*, pour ses remarques en qualité d'examineur. Enfin, Michel ARPILLIÈRE, membre invité, a apporté l'avis industriel fondamental pour l'application concrète du travail.

J'en profite pour remercier également Philippe LOIZELET, responsable du service Électronique de *Schneider Toshiba Inverter Europe*, qui m'a permis de terminer ma rédaction dans de bonnes conditions au sein de l'entreprise; ainsi que Jacques ECRABEY, de *Schneider Electric*, qui a participé au suivi des travaux ainsi qu'à leur financement conjointement avec la Région Nord-Pas de Calais.

Je remercie l'ensemble du personnel du laboratoire pour les bonnes conditions dans lesquelles j'y ai travaillé durant trois ans. Outre bien sûr les membres de l'équipe Électronique de Puissance, je tiens à souligner ici la contribution significative des ingénieurs Xavier CIMETIÈRE et Jean-Jacques FRANCHAUD, dont l'aide et la disponibilité ont toujours été précieuses, et auprès de qui j'ai beaucoup appris durant les longues heures passées sur le banc expérimental.

Je pense également aux collègues avec lesquels j'ai partagé la vie de tous les jours au laboratoire. En particulier mes compagnons de "promotion" Fouzia, Jean, Sangkla, Vu (demandez-lui le contenu avant de goûter de l'alcool vietnamien!) et David (pour qui les retours en TGV sont parfois difficiles ...); le bureau C123/125 avec François, Gauthier (ne pas déranger, ils sont sur UT!), Corentin, Ling (fournisseur de *hua mei*), Tarak, Petar (fournisseur de digestif serbe) et Yann (grâce à qui j'ai découvert des outils informatiques aux mascottes de manchot ou de gnou, et qui m'ont permis, j'espère, de produire un manuscrit de qualité); les doctorants du P2 Yannick et Maxime; les "joueurs de Go" que j'ai fièrement tenté de convertir à ce grand jeu, Luc et Tao (j'attends que tu me donnes des leçons!); Xavier (qui n'ose plus passer une soirée à la résidence de Centrale); et bien d'autres que j'oublie probablement mais sans mauvaise intention.

J'adresse enfin des remerciements particuliers à toutes les personnes qui ont pu se déplacer pour assister à la soutenance, et dont certaines sont venues de loin. J'en viens à la famille, et notamment à mes parents qui ont soutenu mes choix et ont toujours tout mis en œuvre pour m'offrir de bonnes conditions de travail. Je leur en suis très reconnaissant et souhaite que l'achèvement de cette thèse représente pour eux une récompense de ces efforts. Je remercie Dédé et Gérard qui m'ont fait le grand plaisir d'honorer mon invitation, ainsi que ma belle-famille qui n'a pas ménagé ses peines pour préparer un pot d'après-soutenance fort réussi.

Finalement, ces remerciements ne sauraient oublier celle sans qui rien de cela n'aurait été possible, et qui dans l'ombre a toujours été à mes côtés pour m'encourager durant ces trois ans. Elle m'a décidé à me lancer dans l'aventure, et en a courageusement enduré toutes les conséquences, pourtant souvent pénibles au quotidien. Pour tout cela, Pascale, merci.

*À Pascale,*

*À mes parents,*



# Table des matières

---

<b>Introduction générale</b>	<b>1</b>
------------------------------	----------

---

<b>I Mise en place d'une nouvelle méthode de réduction des perturbations conduites</b>	<b>3</b>
--	----------

---

<b>Chapitre 1 – Contexte de l'étude</b>	<b>5</b>
---	----------

1.1 Les perturbations électromagnétiques . . . . .	6
1.1.1 Généralités . . . . .	6
1.1.2 Le courant de mode commun . . . . .	11
1.1.3 Les surtensions aux bornes des moteurs . . . . .	15
1.2 État de l'art des solutions d'atténuation existantes . . . . .	17
1.2.1 Le filtrage . . . . .	18
1.2.2 Réduction des gradients de tension . . . . .	20
1.2.3 Réduction des paliers de tension . . . . .	22
1.2.4 Action sur la commande rapprochée . . . . .	23
1.2.5 Conclusion de l'étude bibliographique . . . . .	26
1.3 L'onduleur NPC . . . . .	27
1.3.1 Principe de fonctionnement . . . . .	27
1.3.2 Commande de l'onduleur . . . . .	31
1.4 Conclusion du premier chapitre . . . . .	38



<b>Chapitre 2 – Solution proposée</b>	<b>41</b>
2.1 Nouvelle stratégie MLI . . . . .	42
2.1.1 Idée développée . . . . .	42
2.1.2 Degrés de liberté . . . . .	49
2.1.3 Généralisation aux onduleurs à $N$ niveaux . . . . .	52
2.2 Modulation par porteuses . . . . .	52
2.2.1 Nouveau modulateur . . . . .	54
2.2.2 Contrôle des degrés de liberté . . . . .	55
2.3 Évaluation de la méthode . . . . .	57
2.3.1 Stratégies comparées . . . . .	57
2.3.2 Revue des différents critères . . . . .	58
2.4 Aspect expérimental . . . . .	65
2.4.1 Matériel utilisé . . . . .	65
2.4.2 Montages utilisés et métrologie . . . . .	67
2.5 Conclusion du deuxième chapitre . . . . .	72
<hr/>	
<b>II Optimisation de la méthode</b>	<b>75</b>
<hr/>	
<b>Chapitre 3 – Maximisation des performances de mode commun</b>	<b>77</b>
3.1 Analyse approfondie des commutations . . . . .	78
3.1.1 La chaîne de commutation . . . . .	78
3.1.2 Modélisation des phénomènes . . . . .	82
3.2 Adaptation de la nouvelle MLI aux contraintes du système . . . . .	88
3.2.1 Conséquences des phénomènes réels sur la MLI proposée . . . . .	88
3.2.2 Solutions apportées . . . . .	92
3.3 Résultats expérimentaux . . . . .	97
3.3.1 Aspect temporel . . . . .	98
3.3.2 Aspect fréquentiel . . . . .	103
3.4 Conclusion du troisième chapitre . . . . .	105

<b>Chapitre 4 – Limitation des surtensions</b>	<b>109</b>
4.1 Influence de la nouvelle MLI sur les surtensions moteur . . . . .	110
4.1.1 Mise en évidence des risques de surtension . . . . .	110
4.1.2 Application à la stratégie proposée . . . . .	114
4.2 Commande adaptée à la limitation des surtensions . . . . .	120
4.2.1 Contrôle des doubles commutations . . . . .	120
4.2.2 Prise en compte des quasi doubles commutations . . . . .	126
4.2.3 Contrôle des transitions aux changements de triangles . . . . .	129
4.3 Résultats expérimentaux . . . . .	138
4.3.1 Observation temporelle des surtensions . . . . .	138
4.3.2 Représentation vectorielle . . . . .	140
4.3.3 Influence sur le courant de mode commun . . . . .	140
4.4 Conclusion du quatrième chapitre . . . . .	142
<b>Chapitre 5 – Prise en compte de la régulation du bus continu</b>	<b>145</b>
5.1 Capacité de régulation de la nouvelle MLI . . . . .	146
5.1.1 Influence du <i>flat top</i> . . . . .	146
5.1.2 Influence de la contrainte de synchronisme . . . . .	149
5.1.3 Conséquences sur la régulation réalisée par la nouvelle MLI . . . . .	150
5.2 Intégration de l'équilibrage dans les algorithmes de commande . . . . .	154
5.2.1 Principe de régulation . . . . .	155
5.2.2 Application à la nouvelle MLI . . . . .	156
5.2.3 Validation du fonctionnement . . . . .	159
5.3 Conclusion du cinquième chapitre . . . . .	163
<hr/>	
<b>Conclusion générale</b>	<b>165</b>
<hr/>	
<b>Annexes</b>	<b>169</b>
A Lien entre grandeurs réduites et diagramme vectoriel . . . . .	169
B Différentes stratégies en modulation intersective . . . . .	172
<b>Bibliographie</b>	<b>177</b>



# Table des figures

## Figures du chapitre 1

1.1	Les courants HF de mode commun ( $i_{mc}$ ) et de mode différentiel ( $i_{md}$ ) dans un circuit électrique. . . . .	8
1.2	Principe de mesure des courants HF à l'aide d'un RSIL. . . . .	9
1.3	Surtension en sortie de câble $v_s(t)$ suite à un échelon à l'entrée $v_e(t)$ . . . . .	10
1.4	Les PEM dans un variateur de vitesse classique. . . . .	11
1.5	Représentation spectrale d'un signal trapézoïdal. . . . .	13
1.6	Onduleur classique alimentant une charge pourvue de capacités parasites. . . . .	13
1.7	Schéma HF de mode commun simplifié de l'ensemble RSIL-onduleur-câble-machine. . . . .	14
1.8	Courant de mode commun apparaissant suite à une commutation de l'onduleur. . . . .	14
1.9	Gabarit de la norme EN 55011 pour les classes A et B. . . . .	15
1.10	Explication du phénomène de surtension sur câble long. . . . .	17
1.11	Filtre sinus en sortie d'onduleur. . . . .	19
1.12	Filtre de mode commun en sortie d'onduleur. . . . .	19
1.13	Filtre de mode commun en entrée du variateur. . . . .	20
1.14	Onduleur NPC à trois niveaux. . . . .	27
1.15	Représentation vectorielle des états de l'onduleur NPC. . . . .	30
1.16	Les 19 vecteurs utilisables pour construire $\vec{v}_{ref}$ . . . . .	30
1.17	Modulation classique par porteuses triangulaires. . . . .	33
1.18	Modulation par porteuses avec <i>flat top</i> sur le bras A. . . . .	35
1.19	Définition des grandeurs servant à l'équilibrage du bus continu. . . . .	36

## Figures du chapitre 2

2.1	Influence du <i>flat top</i> sur l'allure de la tension de mode commun normalisée. . . . .	43
2.2	Délimitation des bras et niveaux de blocages possibles en fonction de la position du vecteur référence. . . . .	44

2.3	Définitions des différentes zones du diagramme vectoriel. . . . .	46
2.4	Principe de synchronisation des doubles commutations. . . . .	48
2.5	Représentation vectorielle des doubles commutations possibles pour l'onduleur NPC. . . . .	48
2.6	Principe de la MLI proposée dans le diagramme vectoriel. . . . .	50
2.7	Formes d'ondes générées par la stratégie proposée. . . . .	50
2.8	Multiplicité des triangles disponibles pour construire le vecteur référence. . . . .	51
2.9	Un même triangle obtenu par deux séquences d'états différentes. . . . .	51
2.10	Définition vectorielle de zones pour un onduleur à $N$ niveaux. . . . .	53
2.11	Influence du front raide en fonction de l'orientation d'une porteuse en dents de scie. . . . .	54
2.12	Modulation par porteuses de la stratégie proposée. . . . .	56
2.13	Contrôle des degrés de liberté par le nouveau modulateur. . . . .	56
2.14	Synoptique de génération des ordres de commande des bras à partir des consignes de tension. . . . .	58
2.15	Taux de distorsion harmonique pour différentes stratégies. . . . .	59
2.16	Allures des tensions composées des différentes stratégies sur une période complète d'alimentation ( $r = 0, 8$ ). . . . .	60
2.17	Formes d'onde de la tension de mode commun générée par différentes stratégies. . . . .	62
2.18	Formes d'onde locales de la tension de mode commun. . . . .	62
2.19	Exemple de deux familles d'harmoniques de la tension de mode commun générées par l'onduleur NPC. . . . .	63
2.20	Allures locales des tensions composées des différentes stratégies ( $r = 0, 8$ ). . . . .	64
2.21	Matériel expérimental. . . . .	66
2.22	Montage initial alimenté par une source continue de 300 V. . . . .	68
2.23	Évolutions du montage de référence pour limiter les couplages parasites par les alimentations de la carte de commande. . . . .	71
2.24	Vue d'ensemble du montage final. . . . .	72
2.25	Spectres de la tension RSIL et du courant $i_{mc}^{RSIL}$ obtenu par les détecteurs crête, quasi-crête et moyen du récepteur de mesure. . . . .	73

### Figures du chapitre 3

3.1	Élimination des faibles impulsions par saturation des modulantes. . . . .	79
3.2	Introduction du temps mort dans les commandes complémentaires de deux cellules élémentaires de commutation. . . . .	80
3.3	Formes d'ondes schématiques des signaux de commande d'un transistor en entrée et en sortie de <i>driver</i> . . . . .	82

3.4	Formes d'ondes des différentes natures de commutations. . . . .	83
3.5	Formes d'ondes expérimentales des différentes commutations et leur courant de mode commun associé. . . . .	83
3.6	Modèle des fronts de commutation de type <i>transistor</i> $\rightarrow$ <i>diode</i> basé sur l'injection pondérée d'un front expérimental. . . . .	85
3.7	Schéma de principe du modèle des commutations implanté dans SIMULINK®. . . . .	85
3.8	Validation temporelle du modèle des commutations. . . . .	87
3.9	Modèle HF retenu pour simuler le courant de mode commun sortant de la machine. . . . .	87
3.10	Validation temporelle du modèle HF de mode commun. . . . .	87
3.11	Comportement simulé de la double commutation en fonction des divers paramètres du système réel. . . . .	91
3.12	Influence de la durée minimale de conduction dans le diagramme vectoriel. . . . .	92
3.13	Synoptique d'application de la contrainte de synchronisme grâce au premier degré de liberté. . . . .	95
3.14	Synoptique d'application de la contrainte de symétrie grâce au deuxième degré de liberté. . . . .	96
3.15	Densités de probabilité reconstituées des délais entre les temps de propagation de <i>drivers</i> commandés simultanément. . . . .	97
3.16	Influence expérimentale du délai entre deux commutations "simultanées" de type <i>diode</i> $\rightarrow$ <i>transistor</i> . . . . .	99
3.17	Comportement des doubles commutations réalisées par la nouvelle MLI. . . . .	99
3.18	Courants $i_{mc}^{machine}$ et $i_{mc}^{onduleur filtre}$ générés par les commutations de l'onduleur en présence du filtre CEM. . . . .	100
3.19	Comparaison expérimentale d'une stratégie classique de type <i>flat top</i> et de la nouvelle MLI sur quatre périodes de découpage. . . . .	101
3.20	Preuve expérimentale de l'intérêt des contraintes imposées à la stratégie proposée. . . . .	102
3.21	Valeur efficace mesurée du courant de mode commun sortant de la machine. . . . .	102
3.22	Analyses fréquentielles du courant de mode commun circulant dans le montage de référence doté d'un filtre CEM. . . . .	104
3.23	Spectres des tensions mesurées aux bornes du RSIL dans la configuration expérimentale autorisant un bus continu à 600 V. . . . .	106
3.24	Mesure des émissions rayonnées par l'onduleur en chambre anéchoïque. . . . .	107
3.25	Résultats de mesures en rayonné dans la bande 30 MHz $\rightarrow$ 300 MHz. . . . .	107

#### Figures du chapitre 4

4.1	Modélisation des surtensions dues aux réflexions aux extrémités du câble long. . . . .	111
4.2	Représentation vectorielle des surtensions pour différentes commutations. . . . .	112

4.3	Niveaux de surtension pouvant être atteints en fonction de la stratégie MLI. . .	113
4.4	Comparaison temporelle et vectorielle des tensions composées moteur entre une stratégie classique et la nouvelle MLI sans prise en compte des surtensions. .	114
4.5	Exemple d'impossibilité d'éviter le haut niveau de surtension en utilisant exclusivement des doubles commutations. . . . .	115
4.6	Exemple de forte surtension due à une double commutation de la nouvelle MLI.	116
4.7	Simulation temporelle d'une forte surtension provenant d'une double commutation de la nouvelle MLI. . . . .	116
4.8	Exemple de forte surtension due à une quasi double commutation. . . . .	118
4.9	Simulation temporelle de fortes surtensions dues aux quasi doubles commutations pouvant être générées par la nouvelle MLI. . . . .	118
4.10	Exemples de fortes surtensions dues à des transitions ponctuelles lors de changements de triangle. . . . .	119
4.11	Interface de visualisation des surtensions erratiques détectées par simulation. . .	120
4.12	Simulation d'une forte surtension due à une transition ponctuelle lors d'un changement de secteur. . . . .	121
4.13	Surtensions pouvant être générées par les doubles commutations dans le secteur minimal. . . . .	123
4.14	Méthode d'évitement des fortes surtensions dues aux doubles commutations de la nouvelle MLI. . . . .	123
4.15	Synoptique de gestion des surtensions dues aux doubles commutations. . . . .	125
4.16	Résultat simulé de suppression des surtensions dues aux doubles commutations de la nouvelle MLI. . . . .	126
4.17	Situation inévitable de forte surtension due à une quasi double commutation. . .	127
4.18	Vérification du critère de surtension pour les quasi doubles commutations. . . .	128
4.19	Synoptique de gestion des surtensions dues aux quasi doubles commutations. . .	130
4.20	Simulation de réduction des surtensions dues à la fois aux doubles et quasi doubles commutations. . . . .	131
4.21	Influence du contrôle des doubles commutations sur les surtensions générées par les transitions ponctuelles lors des changements de triangles. . . . .	131
4.22	Introduction d'une zone tampon par action sur les orientations de porteuses pour adoucir les transitions à risque. . . . .	134
4.23	Application du critère de détection des transitions à risque lorsqu'un seul bras subit une variation d'état de deux unités. . . . .	135
4.24	Synoptique général de l'algorithme prenant en compte les doubles commutations, les quasi doubles commutations et les transitions au changement de triangle. . . . .	136
4.25	Suppression d'une forte surtension par introduction d'une période "tampon". . .	137

4.26	Transition à risque inévitable due à l'utilisation des <i>flat top</i> $FT-1-max$ et $FT-1-int$ en zone intérieure. . . . .	137
4.27	Observation expérimentale des niveaux de tension atteints par un stratégie classique et la nouvelle MLI sans contrôle des surtensions. . . . .	139
4.28	Niveaux de tension atteints après suppression des surtensions dues aux doubles commutations. . . . .	139
4.29	Exemple de forte surtension ponctuelle. . . . .	139
4.30	Résultats vectoriels expérimentaux des surtensions générées aux bornes du moteur en fonction de l'algorithme de commande appliqué. . . . .	141
4.31	Mesures fréquentielles du courant de mode commun généré sur câble long. . . . .	143

## Figures du chapitre 5

5.1	Influence du choix des types de <i>flat top</i> sur la régulation du bus continu. . . . .	149
5.2	Exemple d'évolution temporelle des valeurs disponibles de $\langle i_0 \rangle_{T_{dec}}^*$ réalisant un <i>flat top</i> . . . . .	151
5.3	Exemple de détermination exacte du nombre de valeurs admissibles de $h_{NO}$ en fonction de la position de $\vec{v}_{ref}$ . . . . .	151
5.4	Capacité de régulation de la nouvelle MLI et d'une stratégie classique. . . . .	153
5.5	Dégradation relative de la capacité de régulation de la nouvelle MLI par rapport à une stratégie classique. . . . .	153
5.6	Principe général de la régulation par hystérésis. . . . .	155
5.7	Principe de la régulation mixte favorisant l'équilibrage naturel. . . . .	156
5.8	Synoptique de commande de la nouvelle MLI avec régulation du point milieu capacitif, sans prise en compte des surtensions. . . . .	158
5.9	Hystérésis à deux niveaux adapté à la régulation du bus continu avec prise en compte des surtensions moteur. . . . .	160
5.10	Synoptique de régulation du bus continu avec limitation des surtensions moteur. . . . .	161
5.11	Résultat simulé de l'évolution de $\Delta u_c$ pour diverses configurations de régulation. . . . .	162
5.12	Résultat expérimental de régulation de $\Delta u_c$ par un simple hystérésis. . . . .	162

## Figures des annexes

A.1	Diagramme vectoriel normalisé de l'onduleur NPC. . . . .	170
A.2	Détermination de la position du vecteur référence à partir des références triphasées. . . . .	171
A.3	Injection de la composante homopolaire dans le diagramme vectoriel. . . . .	171
B.1	MLI centrée, en deux niveaux. . . . .	172
B.2	MLI centrée, en trois niveaux. . . . .	173



B.3 *Flat top* classique, en trois niveaux. . . . . 173

B.4 Visualisation vectorielle du bras bloqué par la stratégie *flat top* classique. . . . . 175

B.5 Triangles utilisés par l'exemple d'application de la nouvelle MLI destiné à l'évaluation de la méthode (section 2.3). . . . . 175

B.6 États utilisés par la stratégie ZCM. . . . . 176

# Liste des tableaux

## Tableaux du chapitre 1

- 1.1 États possibles de l'onduleur NPC et leur tension de mode commun associée. . . . 28

## Tableaux du chapitre 2

- 2.1 Blocages de bras possibles en fonction de la position de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  dans le secteur minimal d'étude. . . . . 44
- 2.2 Les types de *flat top* valides en fonction de la position de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  dans l'ensemble du diagramme vectoriel. . . . . 45
- 2.3 Calcul des  $h_{\text{NO}}$  pour la réalisation des différents types de *flat top*. . . . . 46
- 2.4 Nombre de possibilités de choix de triangle en fonction de la position de  $\vec{v}_{\text{ref}}$ . . . . 50
- 2.5 Dénombrement des *flat top* possibles d'un onduleur à  $N$  niveaux en fonction de la position de  $\vec{v}_{\text{ref}}$ . . . . . 53

## Tableaux du chapitre 3

- 3.1 Type de commutation en fonction du sens de variation de la tension du bras et du signe du courant qui le traverse. . . . . 80
- 3.2 Paramètres du modèle HF de la machine asynchrone. . . . . 86
- 3.3 Possibilités de *flat top* en respectant la contrainte de synchronisme des doubles commutations. . . . . 93

## Tableaux du chapitre 4

- 4.1 Paramètres du modèle des surtensions retenu. . . . . 111
- 4.2 Possibilités de *flat top* respectant à la fois la contrainte en surtension, la contrainte de synchronisme et la contrainte de symétrie. . . . . 122
- 4.3 Conditions d'appartenance de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  à une pseudo bande morte en fonction de sa localisation et du *flat top* envisagé. . . . . 129

## Tableaux du chapitre 5

- 5.1 Détermination simplifiée de l'ordonnement des  $h_{\text{NO}}$  disponibles par ordre d'influence sur le déséquilibre du bus continu. . . . . 157

**Tableaux des annexes**

A.1 Détermination de la position du vecteur référence à partir des références triphasées. . . . .	170
B.1 Réalisation du <i>flat top</i> classique en trois niveaux. . . . .	174

# Introduction générale

**D**EVANT LA CONSOMMATION croissante d'énergie électrique et la demande de plus en plus forte de maîtrise et d'efficacité énergétique, l'électronique de puissance est naturellement devenue incontournable en raison des capacités de contrôle qu'elle offre sur les grandeurs électriques ainsi que des très bons rendements qu'elle permet d'atteindre. Les convertisseurs d'électroniques de puissance se sont ainsi progressivement répandus dans les milieux aussi bien domestiques qu'industriels. Une des applications en plein essor de l'électronique de puissance est l'alimentation des moteurs électriques par des variateurs de vitesse : ces derniers permettent de commander les machines tournantes en contrôlant précisément leur couple ou leur vitesse.

En parallèle à la densification des convertisseurs d'électronique de puissance, l'augmentation constante des fréquences mises en jeu dans leur fonctionnement conduit à une pollution électromagnétique de leur environnement. Cette pollution se traduit par l'apparition de perturbations à haute fréquence se propageant aussi bien dans les câbles alimentant les appareils que dans l'air sous forme d'ondes électromagnétiques, et pouvant altérer le fonctionnement des appareils électriques voisins. La compatibilité électromagnétique (CEM) est le domaine d'étude des interactions pouvant ainsi avoir lieu entre différents appareils. Elle impose, par l'intermédiaire de normes, des contraintes en termes de pollution électromagnétique générée par les appareils électriques (normes d'émission) et de capacité de ces mêmes appareils à fonctionner en milieu pollué (normes de susceptibilité).

L'intégration de la problématique de la CEM dans la conception des convertisseurs est assez récente. Pourtant, la sévérité des normes est telle que les mesures nécessaires pour les respecter représentent un fort impact en termes de coût et d'encombrement. Ainsi, la solution classique de filtrage des perturbations utilisée dans les variateurs de vitesse peut représenter jusqu'au tiers de leur coût-matière. Il est donc particulièrement important de prendre en compte l'aspect CEM dès la conception du produit et de rechercher des solutions de conversion adaptées à cette contrainte.

Cette thèse est initiée par la société *Schneider Electric*, acteur industriel majeur de la variation de vitesse par l'intermédiaire de sa filiale<sup>1</sup> *Schneider Toshiba Inverter Europe (STIE)*. Elle s'inscrit dans le projet "*Green Drive*" (variateur propre) de *Schneider Electric*, qui a pour objectif la conception de variateurs de vitesse à faibles émissions électromagnétiques. Ce travail a été réalisé au sein du *Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance (L2EP)* de Lille (*École Centrale de Lille* et *Université des Sciences et Technologies de Lille*), et piloté entre le *L2EP*, *Schneider Electric* (Grenoble) et *STIE* (Pacy-sur-Eure).

---

<sup>1</sup>Il s'agit de la filiale européenne d'une *joint venture* entre les sociétés *Schneider Electric* et *Toshiba*, dont le site français est situé à Pacy-sur-Eure.

Ce document contient cinq chapitres organisés de la manière suivante :

### **Mise en place d'une nouvelle méthode de réduction des perturbations conduites :**

Cette première partie situe le contexte de notre étude et définit la structure de conversion à partir de laquelle une nouvelle méthode de réduction des perturbations générées par le convertisseur est présentée. Elle comprend deux chapitres :

1. le premier chapitre présente les perturbations étudiées au cours de la thèse et leur application dans le cadre de la variation de vitesse. Il s'agit du courant de mode commun et des surtensions aux bornes de la machine alimentée. Il présente l'état de l'art sur ce sujet, et montre les avantages qui découlent de l'utilisation de structures de conversion multiniveaux associées à des lois de commande adaptées à la réduction des perturbations électromagnétiques. La structure retenue, à trois niveaux, y est présentée en détaillant ses principes classiques de commande ;
2. le chapitre suivant propose une nouvelle loi de commande du convertisseur visant à réduire le courant de mode commun, considéré comme la perturbation électromagnétique responsable des principaux problèmes rencontrés en variation de vitesse. Il détaille les degrés de liberté offerts par cette nouvelle méthode en vue de réaliser des optimisations ultérieures, et propose un procédé d'implantation simple adapté à son exploitation industrielle. La nouvelle commande est comparée aux méthodes existantes selon divers critères.

### **Optimisation de la méthode :**

La seconde partie du rapport se consacre à l'exploitation de la solution proposée en vue de satisfaire un certain nombre de contraintes jugées importantes pour notre étude.

3. le troisième chapitre approfondit l'étude du courant de mode commun généré par application de la stratégie proposée. Il montre, au travers de modélisations et d'observations expérimentales, que les phénomènes réels prenant place lors de la commutation des interrupteurs de puissance ont une influence importante sur l'efficacité de la stratégie. Des règles de commande adaptées à la gestion de ces phénomènes en sont déduites et appliquées pour maximiser les performances de la méthode. Les résultats expérimentaux confirment la validité des observations et l'efficacité des propositions effectuées ;
4. le chapitre suivant fait état d'une contrepartie négative de la méthode proposée sur les surtensions moteur. Une analyse vectorielle permet d'identifier trois configurations à l'origine des problèmes observés. Chacune d'entre elles est alors traitée par un algorithme de commande spécifique, si bien que la contrepartie négative de la stratégie est finalement annulée tout en conservant l'essentiel des bénéfices de la méthode proposée sur le courant de mode commun ;
5. le dernier chapitre aborde un aspect de sécurité lié à la structure de conversion retenue : l'équilibrage du bus continu. Il montre que les contraintes appliquées à la nouvelle commande pour réduire les perturbations électromagnétiques limitent les performances de régulation active qu'il est possible d'obtenir avec cette commande. Ces performances sont caractérisées pour tous les points de fonctionnement, et une méthode d'implantation de la régulation atteignant ces performances est proposée et validée par simulation et expérimentation.

# Première partie

## Mise en place d'une nouvelle méthode de réduction des perturbations conduites

---

Chapitre 1 – Contexte de l'étude	5
Chapitre 2 – Solution proposée	41

---



# Chapitre 1

## Contexte de l'étude

### Sommaire

---

<b>1.1 Les perturbations électromagnétiques</b>	<b>6</b>
1.1.1 Généralités	6
1.1.1.a Émissions conduites	7
1.1.1.b Émissions rayonnées	9
1.1.1.c Application au variateur de vitesse	10
1.1.2 Le courant de mode commun	11
1.1.2.a Source d'excitation	11
1.1.2.b Chemins empruntés	12
1.1.2.c Conséquences néfastes et mesures de protection	14
1.1.3 Les surtensions aux bornes des moteurs	15
1.1.3.a Source de perturbations	15
1.1.3.b Vecteur de propagation	15
1.1.3.c Victime et mesures de protection	17
<b>1.2 État de l'art des solutions d'atténuation existantes</b>	<b>17</b>
1.2.1 Le filtrage	18
1.2.1.a Filtres passifs	18
1.2.1.b Filtres actifs	20
1.2.2 Réduction des gradients de tension	20
1.2.2.a Contrôle par la commande des <i>drivers</i>	21
1.2.2.b Incorporation d'éléments passifs à la structure	21
1.2.3 Réduction des paliers de tension	22
1.2.3.a Structures multi-niveaux	22
1.2.3.b Convertisseur matriciel	23
1.2.4 Action sur la commande rapprochée	23
1.2.4.a Limitation de l'excursion de tension de mode commun	23
1.2.4.b Randomized PWM	24
1.2.4.c Le <i>flat top</i>	24
1.2.4.d Synchronisation des commutations	24
1.2.5 Conclusion de l'étude bibliographique	26
<b>1.3 L'onduleur NPC</b>	<b>27</b>
1.3.1 Principe de fonctionnement	27



1.3.1.a	Généralités . . . . .	27
1.3.1.b	Représentation vectorielle . . . . .	29
1.3.2	Commande de l'onduleur . . . . .	31
1.3.2.a	Principe de modulation . . . . .	31
1.3.2.b	Régulation du bus continu . . . . .	35
1.3.2.c	Critères d'évaluation des stratégies . . . . .	37
1.4	Conclusion du premier chapitre . . . . .	38

**L**A VARIATION DE VITESSE est une application de l'électronique de puissance qui est source d'importantes perturbations électromagnétiques. En effet, les fortes puissances transitées entre le réseau électrique et le moteur alimenté imposent de hauts niveaux de tension et de courant qui sont hachés par les interrupteurs de puissance. Ce découpage génère de fortes contraintes électriques dont les fréquences et amplitudes sont de nature à exciter les éléments parasites inévitablement présents dans le circuit, et néanmoins transparents pour les basses fréquences d'utilisation proches du fondamental. Il en résulte diverses perturbations qui peuvent se propager dans les conducteurs (perturbations conduites) ou dans l'air (perturbations rayonnées).

Ce chapitre présente en premier lieu les différents types de perturbations susceptibles d'être générées par un convertisseur d'électronique de puissance, puis s'oriente vers l'étude des problématiques spécifiques à la variation de vitesse. On détaille ensuite les moyens existants et proposés dans la littérature scientifique afin de réduire au mieux les effets négatifs de ces perturbations, qu'il s'agisse d'agir directement sur leur source ou bien de manière symptomatique sur leurs conséquences. Enfin, on présente les choix technologiques retenus pour mettre en oeuvre une méthode de réduction efficace des perturbations ainsi ciblées, en gardant à l'esprit les contraintes liées au caractère industriel du projet.

Ainsi, ce chapitre montre l'intérêt des structures de conversion multi-niveaux, et notamment l'utilisation d'un onduleur de type *neutral point clamped* (NPC) en remplacement des structures classiques à deux niveaux. Il souligne l'intérêt du travail sur la commande rapprochée des convertisseurs, en rappelant les principes conventionnels de mise en place de cette commande dans le cas d'un onduleur NPC.

## 1.1 Les perturbations électromagnétiques

### 1.1.1 Généralités

Les *perturbations électromagnétiques* sont des altérations indésirables des grandeurs électromagnétiques mesurables à proximité d'un appareil en fonctionnement. Alors que les grandeurs électriques mises en jeu lors de l'utilisation d'appareils connectés directement au réseau (fours, moteurs. . .) ne comportent normalement que des composantes à *basse fréquence* (fondamental à 50 Hz délivré par le réseau de distribution), l'utilisation de plus en plus répandue de convertisseurs d'électronique de puissance (chargeurs, alimentations sans interruption, variateurs de vitesse. . .) génère sur le réseau une quantité importante d'harmoniques à *haute fréquence* liés au découpage des tensions et des courants par les interrupteurs de puissance (quelques kilohertz et au delà).

En particulier, les contraintes industrielles de réduction des nuisances acoustiques, de limitation du volume des éléments passifs de filtrage, ainsi que de réduction des pertes en vue d'améliorer les rendements, vont dans le sens à la fois d'un accroissement des fréquences de découpage et d'une augmentation des vitesses de commutation. Cela se traduit par une augmentation importante des harmoniques à hautes fréquences (HF) générés par les convertisseurs statiques, qui seront *source de perturbations*.

En effet, le comportement intrinsèque des divers éléments du circuit est grandement dépendant de la fréquence. Ainsi, la génération d'harmoniques HF réveille des éléments parasites insignifiants à basse fréquence comme les inductances des fils ou les capacités entre conducteurs voisins. Les impédances du circuit sont alors telles que de nouveaux *chemins de propagation* sont créés. Il en résulte des perturbations HF sur les tensions et courants dans le dispositif. À leur tour, celles-ci conduisent à une altération des champs électriques et magnétiques au voisinage de l'appareil. Ces perturbations électromagnétiques à haute fréquence seront désignées par l'acronyme : PEM.

Les PEM sont susceptibles d'occasionner des nuisances sur l'environnement du variateur. En effet, le fonctionnement d'appareils voisins vulnérables aux perturbations peut être affecté par leur présence : il peut s'agir de la mauvaise réception de transmissions sans fil, du déclenchement intempestif de sécurités différentielles, de la dégradation accélérée de matériel ... On parle alors d'interférences électromagnétiques et les appareils en subissant les nuisances sont appelés *victimes*.

L'association conjointe des trois facteurs suivants :

- une source d'émissions HF ;
- un chemin permettant la transmission des perturbations ;
- une ou plusieurs victimes vulnérables aux perturbations,

engendre donc des problèmes de cohabitation lorsque plusieurs appareils, à la fois émetteurs et récepteurs de perturbations, fonctionnent dans un même voisinage. Ces problèmes sont en outre accentués du fait de la densification croissante des convertisseurs d'électronique de puissance industriels et domestiques. On parle alors de *compatibilité électromagnétique*, désignée par l'acronyme : CEM. Afin de polluer le moins possible leur environnement et de supporter la pollution électromagnétique ambiante, les appareils commerciaux sont ainsi contraints de respecter des normes, communément appelées "normes CEM". Celles-ci imposent notamment des niveaux maximums d'émissions de perturbations et contraignent les industriels à proposer sur le marché des appareils peu polluants.

L'objet de notre travail consiste à réduire les perturbations générées par un variateur de vitesse, en particulier en vue de respecter les normes CEM. On s'intéressera donc principalement aux sources d'émission et aux chemins de propagation des PEM.

### 1.1.1.a Émissions conduites

Les émissions conduites sont des perturbations des grandeurs électriques mesurables directement au niveau des conducteurs (tensions et courants). On considérera comme émissions conduites les courants indésirables à fréquence élevée circulant dans le dispositif, ainsi que les surtensions pouvant survenir aux bornes d'une charge lorsque celle-ci est alimentée par l'intermédiaire d'un câble long.

## ► Courants HF

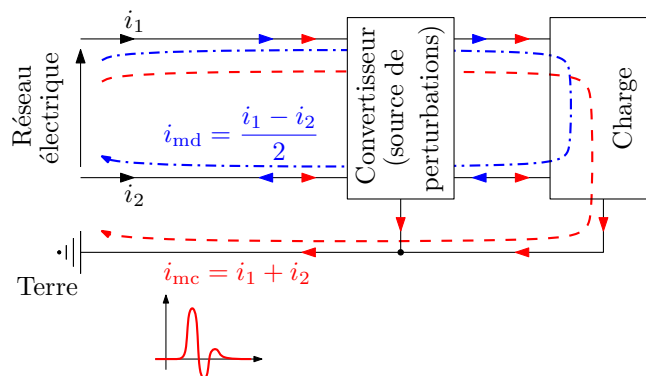
Les perturbations conduites typiquement considérées sont les courants HF circulant dans le dispositif. Par HF, on sous-entend habituellement les composantes fréquentielles comprises entre 150 kHz et 30 MHz, car il s'agit de la bande de fréquences réglementée par les normes CEM en vigueur. Ce courant peut être discriminé en deux composantes, comme le montre la figure 1.1 dans le cas d'un circuit monophasé comportant une source de perturbations (convertisseur d'électronique de puissance) :

**Le courant de mode différentiel** ( $i_{md}$ ) caractérise la partie du courant qui effectue une boucle dans les conducteurs de puissance entre la source électrique et la charge. C'est le chemin normal de circulation du courant, mais les composantes à haute fréquence sont indésirables ;

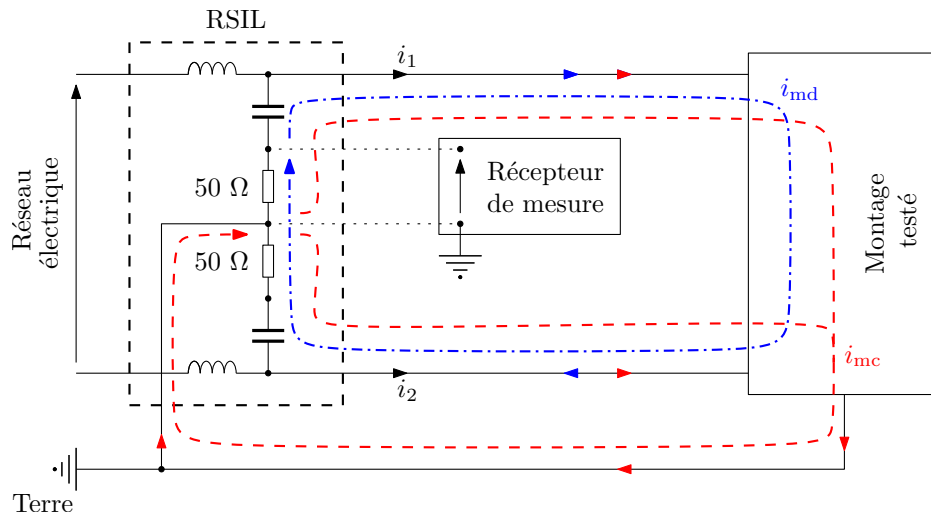
**Le courant de mode commun** ( $i_{mc}$ ) désigne la partie du courant qui circule dans le fil de terre. Ce chemin ne participe normalement pas au transfert de puissance mais peut être emprunté par des composantes à haute fréquence, notamment via un couplage capacitif.

Quel que soit leur mode, ces courants HF finissent par se reboucler par les impédances internes du réseau électrique, ce qui rend leur mesure dépendante du réseau auquel le montage est connecté. Afin d'apporter du sens et une répétabilité aux mesures, il est souhaitable de découpler le montage testé du réseau, en offrant une impédance connue par laquelle les perturbations seraient contraintes de passer. C'est l'objet du dispositif nommé *réseau stabilisateur d'impédance de ligne* (RSIL), que l'on intercale entre le réseau et le montage testé (figure 1.2). En effet, dans la bande de fréquence qui nous intéresse, le RSIL offre une grande impédance côté réseau tandis qu'il favorise le confinement des perturbations HF de mode commun (flèches rouges) et de mode différentiel (flèches bleues) à sa sortie, par l'intermédiaire de résistances de valeur  $50 \Omega$  connectées à la terre.

La mesure de la tension aux bornes des résistances du RSIL donne une image du courant qui les traverse, et peut être interprétée par un récepteur de mesure qui en donnera une représentation fréquentielle. En fonction de la résistance choisie pour la mesure, la tension mesurée correspondra à une composition différente des composantes de mode commun et de mode différentiel ( $i_{md} + \frac{i_{mc}}{2}$  et  $i_{md} - \frac{i_{mc}}{2}$  si le circuit est parfaitement symétrique). Afin d'étudier les situations les plus néfastes, on choisit en général de mesurer les perturbations sur la résistance correspondant au pire des cas. Le récepteur de mesure effectue alors une analyse fréquentielle du signal mesuré en balayant la plage de fréquence choisie avec un pas fréquentiel défini par l'utilisateur. Pour chaque fréquence de mesure, le signal passe par un filtre sélectif interne dont



**Figure 1.1** – Les courants HF de mode commun ( $i_{mc}$ ) et de mode différentiel ( $i_{md}$ ) dans un circuit électrique.



**Figure 1.2** – Principe de mesure des courants HF à l'aide d'un RSIL.

la bande passante est typiquement choisie à 9 kHz, avant d'être analysé pendant une durée de balayage prédéfinie, par trois types de détecteurs :

**crête** (ou *peak*) : seul le plus haut niveau atteint est conservé. Ce type de détection majore les composantes fréquentielles du signal mesuré par les plus grands événements observés, sans prendre en compte leur aspect répétitif ou seulement ponctuel. Les niveaux de perturbation relevés par un détecteur crête sont les plus élevés ;

**moyen** (ou *average*) : la valeur retenue correspond à une moyenne des niveaux observés pendant l'acquisition. Un niveau d'émission important, mais rare, est donc dévalué par ce détecteur. Il donne les niveaux mesurés les plus faibles ;

**quasi-crête** (ou *quasi-peak*) : le signal passe par un autre filtre qui a pour but de prendre en compte à la fois les niveaux maximums atteints et leur répétabilité. De fait, ce détecteur fournit des niveaux compris entre ceux du détecteur crête et ceux du détecteur moyen.

Les niveaux mesurés sont exprimés en décibels-microvolts ( $\text{dB}\mu\text{V}$ ), qui correspondent, pour une tension mesurée  $V_{\text{mes}}$ , à :

$$\text{dB}\mu\text{V} = 20 \times \log \left( \frac{V_{\text{mes}}}{V_0} \right), \quad (1.1)$$

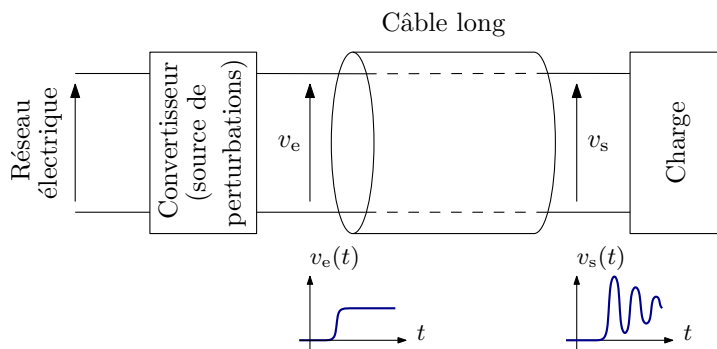
où  $V_0$  est une tension de référence valant  $1 \mu\text{V}$ .

### ► Surtensions

Aux perturbations en courants HF, on peut ajouter une perturbation en tension qui apparaît lorsque le convertisseur et la charge sont connectés par l'intermédiaire d'un câble long. Dans ce cas, un front de tension généré en entrée de câble par le convertisseur peut se répercuter à sa sortie par une surtension oscillante tel que le montre la figure 1.3.

#### 1.1.1.b Émissions rayonnées

Les émissions rayonnées sont des perturbations des champs électriques et magnétiques générés par le dispositif étudié. La bande de fréquences considérée par les normes CEM pour le mode rayonné est comprise entre 30 MHz et 1 GHz. On distingue les émissions rayonnées en



**Figure 1.3** – Surtension en sortie de câble  $v_s(t)$  suite à un échelon à l'entrée  $v_e(t)$ .

*champ proche* et en *champ lointain* en fonction de la distance du point de mesure au dispositif étudié.

Les tests de conformité industriels s'effectuent en champ lointain (mesure typiquement effectuée à 10 m en espace ouvert ou à 3 m en chambre anéchoïque). Dans ces conditions, les champs électriques et magnétiques sont proportionnels en amplitude, ce qui permet d'effectuer les essais normatifs uniquement par mesure du champ électrique. D'autre part, on admet généralement une forte contribution du courant de mode commun sur les émissions rayonnées en champ lointain. Par conséquent, toute réduction de cette composante des courants HF peut être bénéfique sur les émissions rayonnées.

### 1.1.1.c Application au variateur de vitesse

L'objet de notre étude est le variateur de vitesse, dont la topologie classique est présentée en figure 1.4 : il se compose d'un redresseur à diodes associé à un onduleur de tension, reliés par l'intermédiaire d'un bus continu capacitif. Le schéma fait apparaître les différentes PEM générées par ce convertisseur alimentant un moteur par l'intermédiaire d'un câble long. Les PEM spécifiques au variateur de vitesse sont majoritairement dues aux commutations de l'onduleur, que l'on considérera comme étant la source de perturbations, et sont décrites dans [Ski99]. On notera comme principaux problèmes liés aux PEM :

- dépassement des normes CEM en mode conduit et rayonné ;
- dégradation prématurée des roulements de la machine alimentée ;
- risque accru de claquage des isolants dans les bobinages du moteur.

Ces effets néfastes et leurs mécanismes seront détaillés dans les sections suivantes.

L'étude de toutes les perturbations générées constitue un travail très important, aussi nous sommes-nous restreints aux émissions conduites. Une étude des émissions rayonnées était effectuée en parallèle dans le cadre d'une thèse faisant également partie du projet *Green Drive* de *Schneider Electric* et se déroulant à l'*École des Mines de Douai*. Toutefois, nous avons été amenés à collaborer avec cet établissement afin d'évaluer l'impact, sur les émissions rayonnées, des méthodes de réduction des émissions conduites que nous avons mises en œuvre.

D'autre part, parmi les courants HF circulant dans le variateur, nous nous sommes concentrés sur la composante de mode commun, communément admise comme étant la principale responsable des problèmes rencontrés [Ski99]. En effet, on peut noter que :

- les mesures normatives de mode conduit, effectuées à l'entrée du variateur, sont principalement affectées par le courant de mode commun, notamment du fait que la forte capacité constituant le bus continu se comporte naturellement comme un filtre de mode différentiel ;

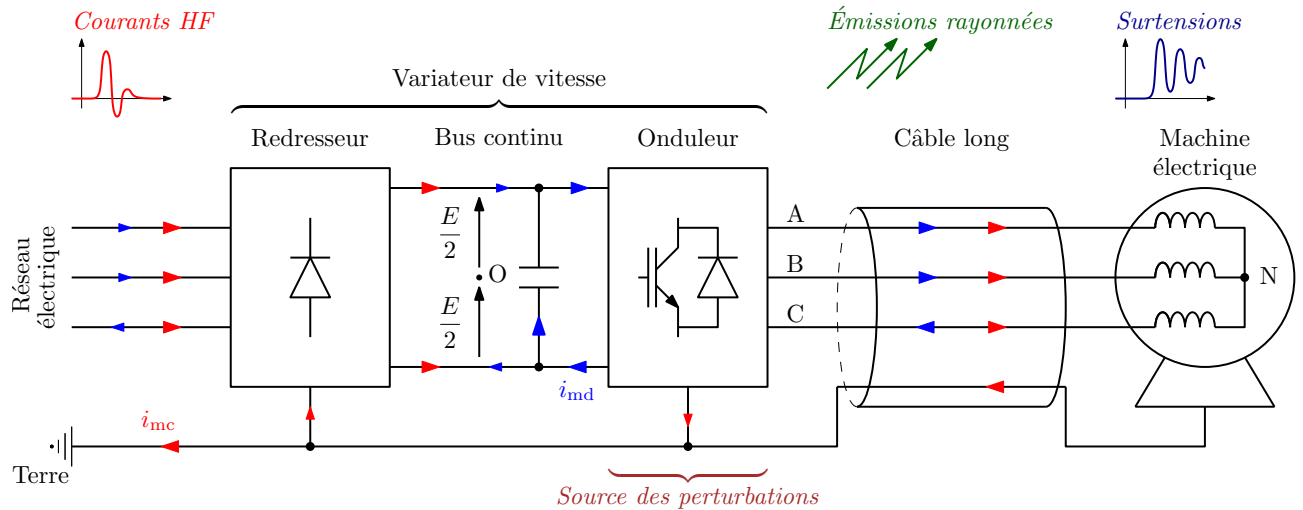


Figure 1.4 – Les PEM dans un variateur de vitesse classique.

- les problèmes de dégradation des roulements des machines sont directement liés aux courants de mode commun ;
- les émissions rayonnées en champ lointain, considérées pour les normes, sont typiquement admises comme étant une conséquence des courants de mode commun. On peut donc supposer qu’agir sur les courants de mode commun peut avoir un effet bénéfique sur les émissions rayonnées.

Quant aux surtensions apparaissant aux bornes du moteur, elles seront étudiées car il s’agit d’un aspect important des PEM, puisque destructif, sur lequel les méthodes développées par la suite en vue de réduire le courant de mode commun auront une influence significative.

Enfin, nous nous sommes concentrés sur la partie “onduleur” du variateur, principale source d’émission et responsable des PEM étudiées. Nous considérerons par la suite une source de tension parfaite alimentant le bus continu par l’intermédiaire du RSIL pour les mesures de courant HF.

## 1.1.2 Le courant de mode commun

On détaille ici l’étude des courants de mode commun générés par un variateur de vitesse. On s’intéresse en particulier aux sources d’émissions, aux chemins de propagation ainsi qu’aux conséquences néfastes de ce courant et aux contraintes industrielles auxquelles le variateur doit satisfaire.

### 1.1.2.a Source d’excitation

Le courant de mode commun est dû aux variations de la tension de mode commun générée par l’onduleur [Ski99; Son02]. L’onduleur triphasé, schématisé en figure 1.4, génère des tensions découpées entre les phases de sortie (A, B et C) et le point milieu du bus continu (O, fictif dans cet exemple). Selon ces notations, la tension de mode commun ( $v_{mc}$ ) est définie par :

$$v_{mc} = \frac{v_{AO} + v_{BO} + v_{CO}}{3}. \quad (1.2)$$

Elle peut être perçue comme la tension entre le point neutre du moteur (point N, réel ou fictif, tel que  $v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0$ ) et le point O du bus continu. Cependant, en pratique, la mesure

directe sur le point neutre du moteur couplé en étoile ne constitue pas une représentation adéquate de la tension de mode commun. En effet, en valeur instantanée, la tension  $v_{\text{NO}}$  suit une évolution plus lente que  $v_{\text{MC}}$  [Bha99] du fait des éléments parasites du moteur (dont il sera question dans la section suivante). On utilisera donc systématiquement la définition de  $v_{\text{mc}}$  donnée par l'équation (1.2).

À chaque commutation isolée engendrant un échelon de tension  $\Delta V$  sur un bras de l'onduleur, la tension de mode commun subit un front d'amplitude  $\Delta V_{\text{mc}}$  égale à  $\frac{\Delta V}{3}$ . Il s'ensuit une forme d'onde découpée de la tension de mode commun dont la représentation spectrale comporte des harmoniques de grande amplitude. Ainsi en supposant que  $v_{\text{mc}}$  est un signal périodique de forme carrée, l'enveloppe asymptotique de son spectre forme, en échelle logarithmique, une pente décroissante à  $-20$  décibels par décade. Ces harmoniques constituent alors une source de perturbations HF.

Néanmoins, les commutations réelles ne sont pas instantanées et on peut considérer en première approche que les transitions s'effectuent linéairement pendant une durée  $\tau_m$  (temps de montée, choisi égal au temps de descente), modifiant le signal carré en signal trapézoïdal conformément à la figure 1.5. Dans ce cas, l'enveloppe du spectre subit une rupture de pente à la fréquence  $\frac{1}{\pi\tau_m}$  et décroît à 40 décibels par décade au delà. Ceci indique qu'un temps de montée plus long réduit le contenu harmonique de  $v_{\text{mc}}$ .

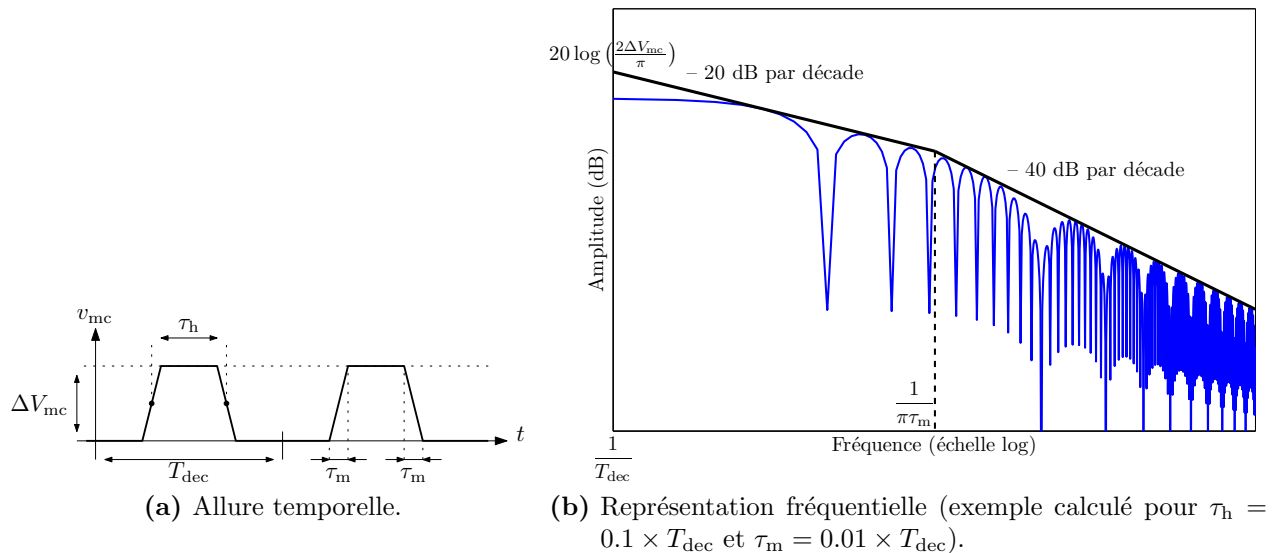
De fait, l'amélioration a été obtenue en rendant le signal continu. Pour autant, le signal trapézoïdal comporte des ruptures de pentes et sa dérivée 1<sup>re</sup> n'est donc pas continue. Or, il peut être montré que l'atténuation du spectre est d'autant plus rapide que le signal est continûment dérivable à un ordre élevé [Reb98]. Cela montre que la source de perturbations est sensible à la fois à la durée des transitions et à leur forme d'onde : pour limiter les niveaux émis en HF, de faibles gradients de tension ( $dv/dt$ ) et une bonne dérivabilité (pas de "cassures") sont désirables.

Remarquons que cet exemple théorique est éloigné de la forme d'onde réelle de la tension de mode commun générée par un onduleur, car celle-ci varie d'une période de découpage à l'autre et est classiquement composée de deux ou trois impulsions au cours de cette période. On peut par exemple évaluer l'enveloppe du spectre obtenue par un signal en "doubles trapèzes" [Mon04], mais les conclusions restent similaires.

On voit alors apparaître un paradoxe dans le choix et le dimensionnement des structures de conversion. En effet, la volonté de produire des convertisseurs à rendement élevé conduit typiquement à privilégier les commutations dures les plus rapides possibles afin de réduire les pertes par commutations. Cela augmente les niveaux d'harmoniques HF générés par la source et est donc antinomique avec la réduction des PEM. Il est alors nécessaire de trouver un bon compromis entre rendement et émissions HF.

### 1.1.2.b Chemins empruntés

Comme on l'a vu en section 1.1.1.a, le courant de mode commun circule par le fil de terre, qui a une fonction de sécurité et est normalement isolé du circuit de puissance comprenant les sources de perturbation. Le couplage entre la terre et le reste du circuit existe pourtant en HF du fait de capacités parasites naturellement présentes entre conducteurs voisins (le diélectrique pouvant être l'air ou les isolants des fils). Ainsi dans les machines électriques, la proximité entre les enroulements et le stator (mis à la terre) se traduit par un couplage capacitif entre les phases d'alimentation et la terre [Che96]. L'arbre du rotor fait également partie du chemin susceptible d'être emprunté par le courant de mode commun, du fait du faible entrefer des machines [Erd96].

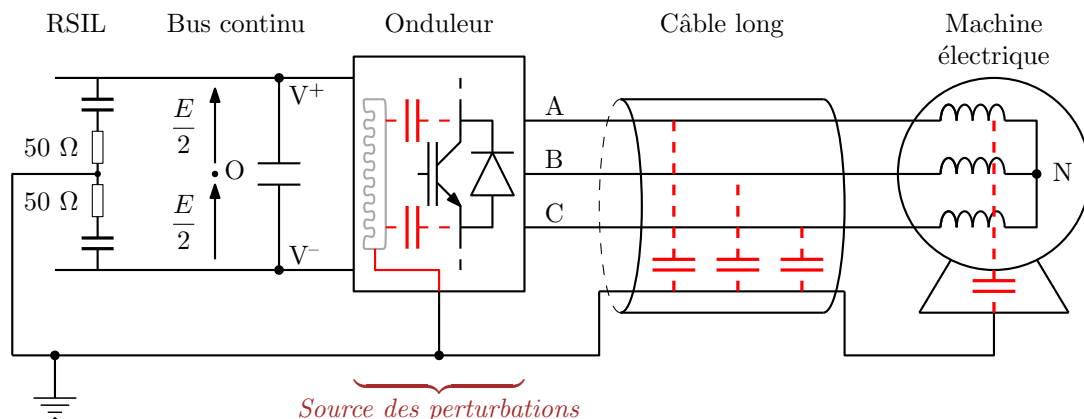


**Figure 1.5** – Représentation spectrale d'un signal trapézoïdal.

De la même manière, des capacités parasites existent entre les phases et la terre au sein des câbles [Ran98], notamment lorsque ceux-ci sont longs ou blindés [Wee06]. Enfin, le convertisseur lui-même est le siège de couplages capacitifs entre la semelle des interrupteurs de puissance et le radiateur connecté à la terre [Sin93].

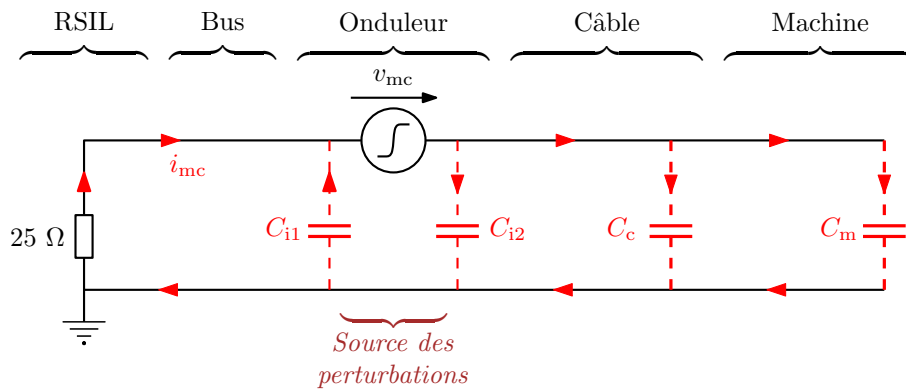
La figure 1.6 représente ces éléments parasites pour l'ensemble onduleur-câble-machine, bouclé à l'entrée par le RSIL sur le bus continu. En mode commun, on peut simplifier ce circuit selon le schéma de la figure 1.7 [Aka05]. En effet, la capacité du bus continu étant de forte valeur, on peut regrouper les points  $V^+$  et  $V^-$  en HF. Par conséquent, les phases de sortie de l'onduleur A, B et C sont également regroupées au même point. Les commutations de l'onduleur sont regroupées en un générateur de mode commun, source des perturbations. Enfin, la mise en parallèle des deux branches du RSIL (figure 1.2) se traduit par une résistance équivalente de  $25 \Omega$  (les capacités du RSIL, de forte valeur comparativement aux capacités parasites, sont également considérées comme de simples conducteurs en HF).

En réalité, les modèles HF en mode commun du câble et de la machine sont bien plus complexes qu'une simple capacité [Wee06; Mir07]. Néanmoins, la représentation de la figure 1.7 permet de mettre en évidence le caractère capacitif des impédances de mode commun, et d'identifier les différents chemins empruntés. En effet, les capacités  $C_{i1}$  et  $C_{i2}$ , représentant le couplage



**Figure 1.6** – Onduleur classique alimentant une charge pourvue de capacités parasites.





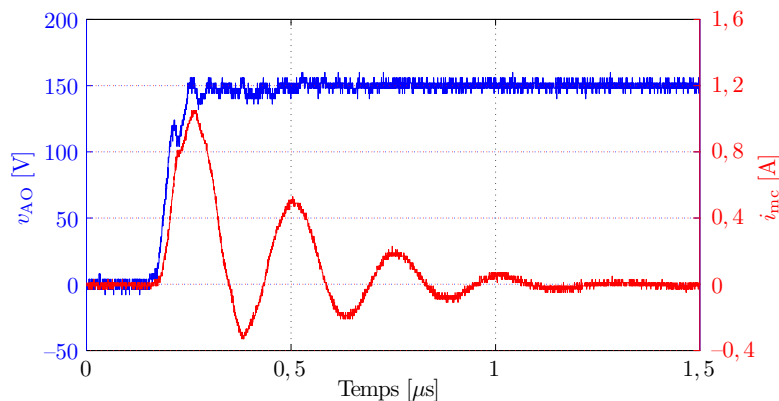
**Figure 1.7** – Schéma HF de mode commun simplifié de l'ensemble RSIL-onduleur-câble-machine.

entre la semelle des interrupteurs et la terre, sont de très faible valeur (typiquement de l'ordre de la centaine de picofarad) et peuvent être négligées par rapport aux capacités phase-terre du câble ( $C_c$ ) et de la machine ( $C_m$ ). Le chemin dominant du courant de mode commun est donc constitué du générateur de perturbations, des capacités  $C_c$  et  $C_m$  et de la résistance de  $25\ \Omega$ . Par ailleurs, en fonction de la longueur du câble, la capacité  $C_c$  varie et peut devenir prépondérante par rapport à  $C_m$  si le câble est suffisamment long (typiquement quelques dizaines de mètres).

Remarquons enfin que le caractère capacitif de ce chemin justifie les conditions d'apparition du courant de mode commun :

- il vient en réponse à une variation de la tension de mode commun ( $\Delta V_{mc}$ ), ce qui se produit lors des commutations de l'onduleur ;
- il est d'autant plus important que le gradient de tension lors de la commutation ( $dv/dt$ ) est grand. Cela se traduit aussi par un temps de montée court, générant plus d'harmoniques dans la source d'excitation ( $\frac{1}{\pi\tau}$  décalé vers la droite sur la figure 1.5b).

Compte tenu de la présence d'inductances parasites le long du chemin (non représentées sur la figure 1.7), il est d'autre part possible que le courant de mode commun entre en oscillation suite à un échelon de tension de mode commun. Ainsi, la figure 1.8 montre un exemple expérimental de courant de mode commun oscillant suite à une commutation ( $\Delta V$  à fort gradient de tension sur  $v_{AO}$ , entraînant une variation rapide de la tension de mode commun).



**Figure 1.8** – Courant de mode commun apparaissant suite à une commutation de l'onduleur.

### 1.1.2.c Conséquences néfastes et mesures de protection

En l'absence de RSIL, le courant de mode commun se reboucle par les impédances HF du réseau et est donc susceptible d'occasionner des *interférences électromagnétiques* (IEM) perturbant le fonctionnement d'autres appareils électroniques connectés à proximité. Il est également possible que le variateur lui-même en soit victime et que le courant de mode commun mette en défaut ses sécurités différentielles. Afin de réduire les risques d'IEM, les normes spécifient des niveaux maximaux d'émissions mesurés à l'aide d'un RSIL (figure 1.2) sur une large bande de fréquence. Ainsi la norme EN 55011 (classe A pour l'environnement industriel, classe B pour le domestique) indique que le spectre mesuré doit être inférieur en tout point aux limites tracées sur le figure 1.9. Les détecteurs principalement utilisés pour les normes sont les détecteurs quasi-crête et moyen.

De plus, une partie du courant de mode commun circule dans les roulements de la machine électrique [Mue07a], à cause de phénomènes de décharges électrostatiques dûs à la tension d'arbre (liée à la tension de mode commun) [Mue07b]. Ces décharges sont responsables d'une dégradation prématurée des roulements. Il est donc intéressant de chercher à réduire le courant de mode commun en vue d'allonger la durée de vie des machines alimentées par un variateur de vitesse.

### 1.1.3 Les surtensions aux bornes des moteurs

#### 1.1.3.a Source de perturbations

Les surtensions aux bornes du moteur sont dues, là aussi, aux fronts de tension générés par l'onduleur. Leur raideur influence directement la tension maximale observée en bout de câble [Muk04] : un gradient élevé (faible temps de montée) conduira à une surtension plus importante.

À la différence de la source d'émission du courant de mode commun, les surtensions moteur sont dues aux échelons de tension en mode différentiel, c'est-à-dire sur les tensions composées en sortie d'onduleur. En effet, les surtensions sont mesurées aux bornes du moteur, donc entre deux phases.

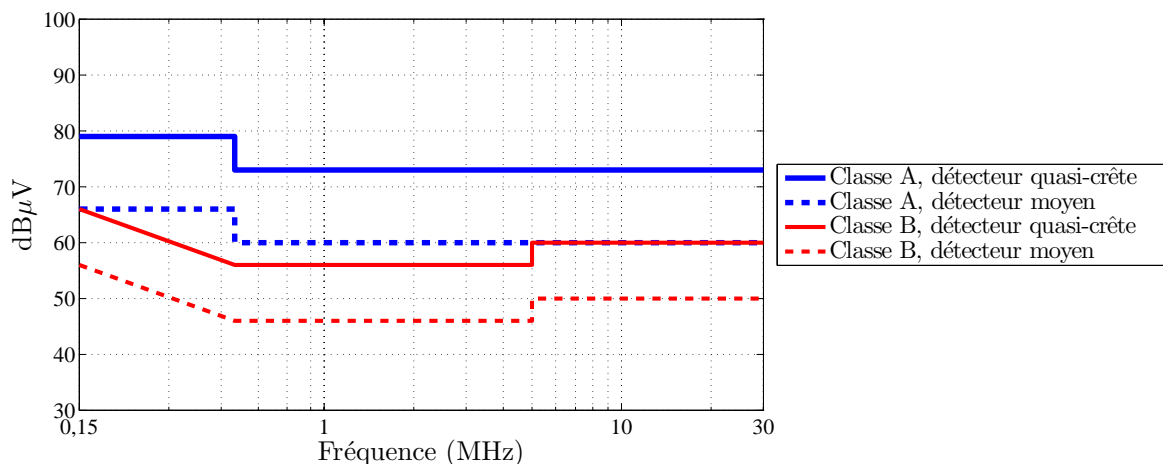


Figure 1.9 – Gabarit de la norme EN 55011 pour les classes A et B.

### 1.1.3.b Vecteur de propagation

Le câble d'énergie reliant le moteur au variateur peut être modélisé par un ensemble de cellules de type R, L, C, G tel que représenté en figure 1.10a [Mor02] et répondant aux équations des lignes de transmission. Lorsqu'un front de tension se propage dans le câble, ce dernier est alors le siège de phénomènes de réflexion d'onde à chacune de ses extrémités [Per92; Sau96]. L'impédance de la machine étant nettement supérieure à l'impédance caractéristique du câble, une réflexion se produit côté machine avec un coefficient proche de 1. À l'inverse, l'impédance de l'onduleur étant beaucoup plus petite que l'impédance caractéristique du câble, le coefficient de réflexion côté onduleur est proche de  $-1$ . Il en résulte la séquence suivante, expliquant les évolutions de la figure 1.10b :

**Instant  $t_0$**  : commutation de l'onduleur. Une tension différentielle subit un échelon positif (de 0 à  $\Delta V$ ) en entrée de câble (tension  $v_e$  sur la figure 1.10b) ;

**Intervalle  $t_0 \rightarrow t_1$**  : le front de tension se propage le long du câble pendant une durée  $\tau = t_1 - t_0$  (durée de propagation<sup>1</sup>). La tension moteur reste nulle ;

**Instant  $t_1$**  : arrivé côté moteur, le front de tension subit une réflexion avec un coefficient proche de 1 : l'onde réfléchie se superpose et s'ajoute à l'onde incidente. La tension de sortie de câble ( $v_s$ ) est alors doublée ( $2\Delta V$ ) ;

**Intervalle  $t_1 \rightarrow t_2$**  : l'onde réfléchie, positive ( $+\Delta V$ ), repart vers l'onduleur. La tension moteur vaut toujours  $2\Delta V$  ;

**Instant  $t_2$**  : revenue côté onduleur, l'onde est à nouveau réfléchie avec un coefficient négatif proche de  $-1$  ;

**Intervalle  $t_2 \rightarrow t_3$**  : la nouvelle onde, négative ( $-\Delta V$ ), repart en direction du moteur. La tension moteur vaut toujours  $2\Delta V$  ;

**Instant  $t_3$**  : à nouveau côté machine, l'onde est encore réfléchie avec un coefficient proche de 1. La tension moteur subit une variation de  $-2\Delta V$  (plus exactement,  $-\Delta V$  par l'onde incidente et  $-\Delta V$  en plus par l'onde réfléchie qui s'y superpose) et devient quasiment nulle ;

**Intervalle  $t_3 \rightarrow t_4$**  : la nouvelle onde réfléchie, négative ( $-\Delta V$ ), revient une fois de plus en direction de l'onduleur. La tension moteur reste à un niveau très faible ;

**Instant  $t_4$**  : au niveau de l'onduleur, cette onde est réfléchie avec un coefficient négatif, et redevient donc positive ( $+\Delta V$ ) ;

**Intervalle  $t_4 \rightarrow t_5$**  : l'onde réfléchie, positive, se dirige à nouveau vers le moteur. La situation est la même que dans la tranche de temps  $t_0 \rightarrow t_1$  : cette succession de réflexions produit donc un phénomène répétitif, avec une périodicité de  $4\tau$ .

En réalité, les coefficients de réflexion ne sont pas rigoureusement égaux à  $+1$  et  $-1$ , et des pertes en ligne conduisent à un amortissement des oscillations qui finissent par disparaître, comme l'illustre la figure 1.10b.

La longueur du câble est, avec le  $dv/dt$  de la commutation, un facteur déterminant du niveau de surtension atteint par ce phénomène. En effet, la surtension est favorisée pour les grandes longueurs (typiquement quelques dizaines de mètres). En outre, pour que la réflexion soit complète, il faut que le temps de montée du front initial soit inférieur au temps de propagation  $\tau$ .

Pour une commutation ponctuelle, le niveau de surtension atteint dans ce processus reste limité au double de l'échelon de tension initial (les coefficients de réflexion sont inférieurs à 1

<sup>1</sup>La vitesse de l'onde dans le câble est typiquement de l'ordre de la moitié de celle de la lumière dans le vide : il s'en déduit une approximation simple du temps de propagation  $\tau$  connaissant la longueur du câble.

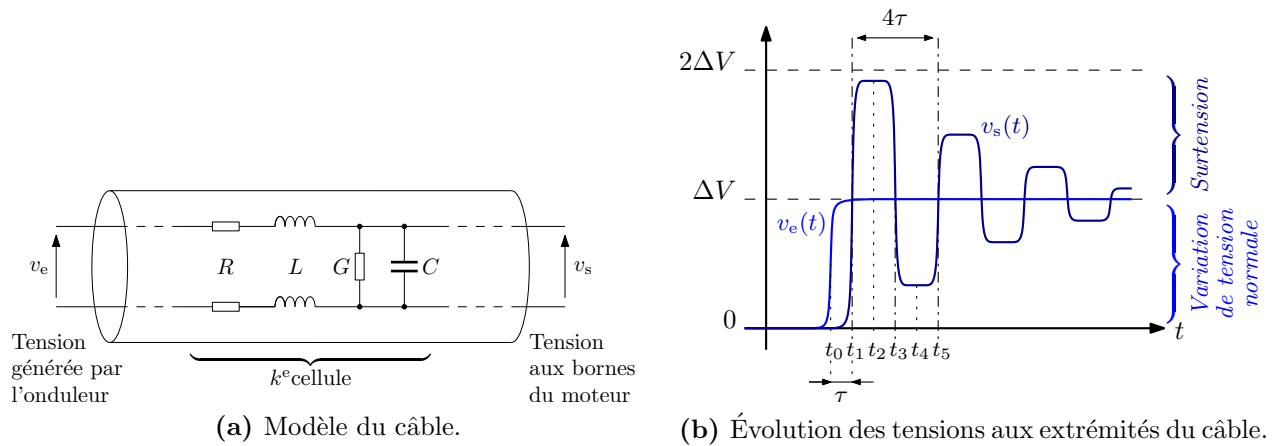


Figure 1.10 – Explication du phénomène de surtension sur câble long.

en valeur absolue). Toutefois, certaines configurations de commande de l'onduleur peuvent conduire à deux commutations suffisamment rapprochées (de l'ordre de la période d'oscillation des surtensions) pour que leurs effets interfèrent et se combinent, donnant naissance à une surtension de plus grande amplitude [Ker97].

### 1.1.3.c Victime et mesures de protection

Les surtensions aux bornes du moteur sont néfastes pour les isolants des enroulements, qui sont dimensionnés pour une certaine tenue en tension, à cause du risque de claquage. On notera en particulier que les surtensions répétées d'un niveau inférieur à la tension de claquage n'ont pas un effet notable de vieillissement [Gup90]. Pour prévenir la destruction, on peut donc autoriser des surtensions d'un niveau "raisonnable" mais on ne doit jamais dépasser la tension de claquage.

La *National Electrical Manufacturers Association* (NEMA) et la norme IEC 61034-25 fournissent des recommandations quant aux contraintes appliquées sur les machines en termes de niveaux de tension et de temps de montée des commutations, en fonction de la longueur du câble et du type de machine. En pratique, les machines connectées au réseau 400 V sont typiquement construites pour une tenue en tension de 1000, 1500, ou 2000 V, ces dernières étant spécifiquement conçues pour être alimentées par un variateur de vitesse. Le coût des machines allant croissant avec ce paramètre, il est courant que des machines de qualité médiocre (dites *general purpose*) se retrouvent alimentées par un variateur de vitesse. Cela augmente leur risque de défaillance. Il est donc important de veiller à ce que les méthodes proposées par la suite n'augmentent pas les niveaux de surtension appliqués aux machines.

## 1.2 État de l'art des solutions d'atténuation existantes

Les moyens d'action sur les perturbations conduites peuvent se focaliser sur la source excitatrice, sur le chemin de propagation ou sur la victime elle-même. Dans le cadre de notre application, l'objectif est de réduire les perturbations quel que soit l'environnement : la vulnérabilité de la victime est prise comme une contrainte sur laquelle on ne peut agir. Par conséquent, les seules possibilités de réduction des PEM consistent à agir soit sur la source perturbatrice (la

commutation), soit sur le chemin de propagation (liaison entre les interrupteurs de puissance et l'environnement extérieur du variateur : le réseau d'alimentation ou la machine électrique).

La littérature scientifique propose de nombreuses possibilités d'action sur ces deux aspects. Une première famille de solutions consiste à modifier le chemin de propagation des perturbations grâce à l'ajout d'éléments de filtrage, en amont du variateur (côté réseau), en aval de celui-ci (côté machine), ou simultanément de part et d'autre. Une seconde approche consiste à agir directement sur l'origine des perturbations en réduisant les gradients de tension appliqués lors de la commutation des interrupteurs. Pour cela, il peut être envisagé d'agir au plus près des transistors sur leur commande de grille, d'ajouter des éléments passifs d'aide à la commutation pour adoucir les transitions, ou encore de complexifier la topologie de la structure en vue d'assurer des fonctions de commutations douce. Enfin, on peut agir sur la stratégie de commande rapprochée du convertisseur en vue, par exemple, de faire interagir judicieusement les commutations sur différents bras, cette solution présentant l'avantage de ne nécessiter aucun composant supplémentaire.

L'action doit prendre différentes formes en fonction de l'amélioration souhaitée. Ainsi, le courant de mode commun circulant dans les capacités parasites de l'ensemble câble-moteur sera réduit en limitant les  $dv/dt$  de la tension de mode commun en sortie d'onduleur. Afin de passer les normes CEM, il pourra suffire de confiner au mieux le courant de mode commun à la partie variateur-moteur en l'empêchant de polluer le réseau. Pour réduire les surtensions moteur enfin, on doit agir sur les fronts de tension en entrée de câble.

## 1.2.1 Le filtrage

Le filtrage passif permet de modifier avantageusement le chemin de propagation des perturbations dans le but de gêner leur circulation. Certaines solutions comme le filtrage actif permettent également d'insérer une nouvelle source dans le circuit dont les effets doivent contrebalancer l'influence des commutations.

### 1.2.1.a Filtres passifs

Les filtres passifs utilisés pour réduire les perturbations conduites sont généralement constitués d'inductances en série associées à des capacités entre phases dans le but d'assurer une fonction "passe-bas" pour atténuer les hautes fréquences. Les filtres peuvent être placés en amont (côté réseau) ou en aval (côté moteur) du variateur. Ces configurations présentent des fonctionnalités différentes :

**Filtre sinus en sortie du variateur :** cette solution (figure 1.11) permet d'obtenir une tension entre phases quasi sinusoïdale ( $u_e$ ) à partir d'une tension onduleur découpée ( $u_o$ ). C'est un filtrage de mode différentiel, efficace pour supprimer les surtensions aux bornes du moteur. Outre son prix important, il ne permet cependant pas de filtrer la tension de mode commun, dont les variations se retrouvent en sortie de filtre [Han07].

**Filtre de mode commun en sortie du variateur :** la figure 1.12 montre une solution de filtrage de ce type [Aka04; Hyy05; Ren98], qui permet d'atténuer les variations de la tension de mode commun en entrée de l'ensemble câble-machine (qui constitue le chemin principal de circulation du courant de mode commun). La durée de vie de la machine est améliorée par réduction du courant circulant au travers des roulements. Les émissions rayonnées par le câble sont également atténuées. En revanche, l'action sur les surtensions

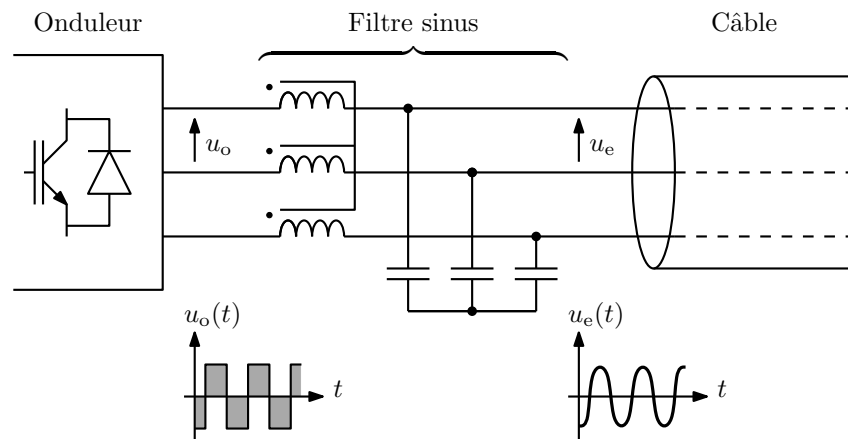


Figure 1.11 – Filtre sinus en sortie d'onduleur.

moteur est moins efficace qu'avec le filtre sinus de mode différentiel, et la petite portion de courant passant par les capacités parasites des interrupteurs de l'onduleur n'est pas filtrée vis-à-vis de l'entrée du variateur.

**Filtre de mode commun en entrée du variateur :** présentée en figure 1.13, c'est la solution actuellement utilisée sur les variateurs produits par *Schneider Electric*, qui possède l'avantage d'agir au plus près du lieu des mesures normatives (entre le RSIL et le dispositif sous test). Ce filtre confine les perturbations circulant dans l'ensemble variateur-câble-machine de la manière suivante :

- les inductances, couplées en mode commun sur un même noyau, constituent un frein au passage du courant de mode commun en augmentant l'impédance côté réseau ;
- les capacités, reliées à la terre, offrent une faible impédance HF et forment donc un chemin privilégié de retour du courant, assurant le confinement des perturbations.

Ce type de filtre est particulièrement efficace pour l'aspect normatif. Cependant, il n'a aucune action sur les surtensions moteur, et ne permet pas de réduire les courants de mode commun circulant dans le moteur (notamment par les roulements). En réalité, il se peut même que le courant de mode commun soit plus important qu'en l'absence de filtre, car l'impédance des capacités connectées à la terre peut être plus faible que l'impédance du réseau.

Il est important, lorsque l'on parle de filtres HF, de prendre en compte une limitation liée aux éléments parasites des composants eux-mêmes. En effet, dans les fréquences les plus élevées (typiquement à partir de 10 MHz), l'efficacité des inductances HF diminue et leurs capacités inter-spires deviennent prépondérantes, conférant un comportement capacitif à l'inductance.

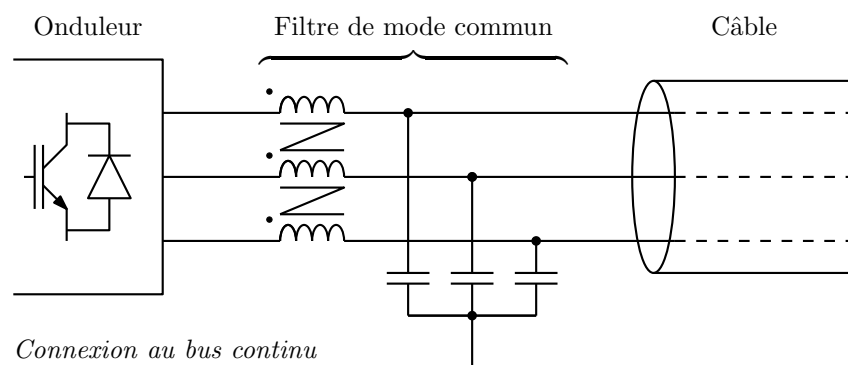


Figure 1.12 – Filtre de mode commun en sortie d'onduleur.

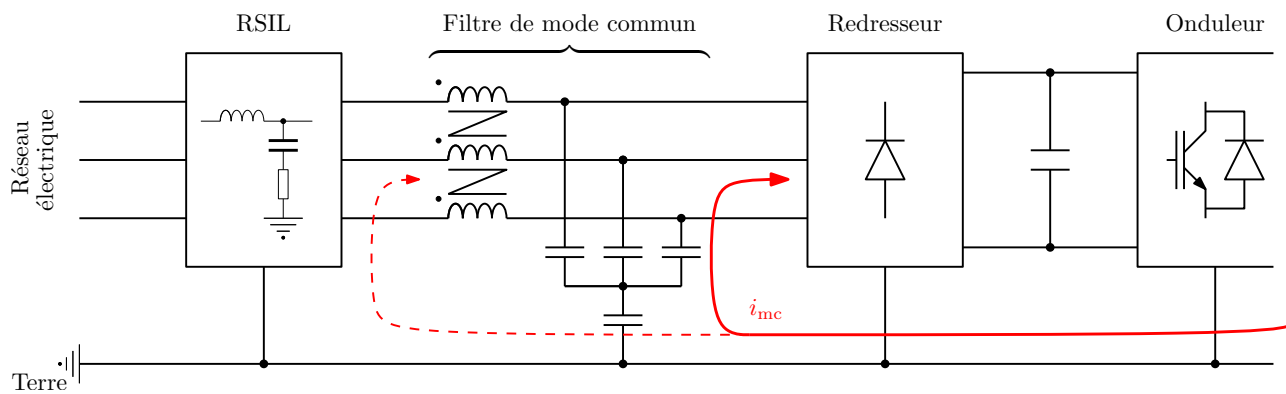


Figure 1.13 – Filtre de mode commun en entrée du variateur.

De la même façon, les capacités deviennent inductives à partir d'une certaine fréquence. Ces phénomènes rendent difficile le dimensionnement optimal du filtre, qui peut devenir inefficace à partir d'une certaine fréquence.

### 1.2.1.b Filtrés actifs

Des solutions de filtrage actif ont également été proposées dans le but de contrebalancer la tension de mode commun générée par l'onduleur. D'une manière générale, ces solutions consistent à injecter une tension opposée à la tension de mode commun, en utilisant un transformateur de mode commun [Tak97; Oga01; Son02; Sun04]. Ces filtres permettent de limiter les courants de mode commun circulant dans l'ensemble câble-machine et donc de protéger ces dernières. Toutefois, ils semblent ne réduire les perturbations que pour les fréquences les plus faibles (jusqu'à quelques mégahertz), des résonances parasites étant susceptibles d'apparaître au delà.

## 1.2.2 Réduction des gradients de tension

On a vu que la source de perturbations, tant du point de vue du courant de mode commun que de celui des surtensions moteur, était les gradients de tension apparaissant lors des commutations. Une solution idéale pour réduire ces phénomènes consiste donc à limiter les  $dv/dt$  des tensions appliquées par l'onduleur à l'entrée de l'ensemble câble-machine. Pour cela, on peut agir directement sur la commande de grille des transistors ou bien complexifier la structure par ajout d'éléments passifs autour des interrupteurs.

### 1.2.2.a Contrôle par la commande des *drivers*

La mise en conduction et le blocage d'un *transistor bipolaire à grille isolée* (IGBT) s'effectuent<sup>2</sup> en appliquant une tension, respectivement positive ou négative, entre la grille et l'émetteur du composant au travers d'une résistance (la résistance de grille). Jouer sur la valeur de cette résistance constitue un moyen simple de contrôler le gradient de tension lors de la commutation ; et ainsi augmenter sa valeur permet de réduire les  $dv/dt$  et par conséquent de réduire les PEM, y compris en rayonné. Cependant, cette solution n'est guère appréciée en raison des pertes par commutation accrues qu'elle engendre en contrepartie.

<sup>2</sup>Par l'intermédiaire d'*interfaces* entre la partie commande et la partie puissance : les *drivers*.



Diverses solutions de contrôle actif ont été proposées pour agir sur la commande de grille de manière plus fine que par simple augmentation de la résistance de grille [Idi06a; Kag07]. Elles permettent d’obtenir une réduction similaire des PEM en limitant les pertes par commutation occasionnées, sans pour autant s’affranchir complètement de ce compromis.

### 1.2.2.b Incorporation d’éléments passifs à la structure

Afin de réduire les gradients de tension, une possibilité intéressante est d’adoucir les commutations par ajout d’éléments passifs autour des interrupteurs. Lorsque ces éléments limitent l’établissement de la tension au blocage des interrupteurs, ou bien l’établissement du courant à leur mise en conduction, on parle de *circuits d’aide à la commutation* (CALC) ou de *snubbers*. Lorsque les éléments ajoutés au circuit permettent d’obtenir un courant nul avant le blocage ou une tension nulle avant la mise en conduction, on parle de *commutation douce* (respectivement *zero current switching* : ZCS et *zero voltage switching* : ZVS). Il n’est pas rare que des montages combinent des commutations douces et des commutations aidées au cours d’un même cycle de fonctionnement.

Les CALC utilisent typiquement des capacités en parallèle pour réduire les  $dv/dt$  au blocage et des inductances en série pour réduire les  $di/dt$  à la mise en conduction. Cependant, une capacité en parallèle crée des problèmes de surintensité à la fermeture (court-circuit) et une inductance engendre des surtensions à l’ouverture : il est donc nécessaire de prévoir un moyen d’évacuer l’énergie accumulée dans ces éléments avec un minimum de contraintes sur les composants. On distingue alors deux types de CALC en fonction de leur caractère dissipatif ou régénératif.

**CALC dissipatifs** : l’énergie accumulée dans les éléments passifs est dissipée au travers de résistances. De plus, des circuits peuvent être améliorés par ajout de diodes permettant d’“aiguiller” au mieux les transferts d’énergie en fonction du type de commutation (mise en conduction ou blocage) [McM88; Kim04]. Toutefois, leur caractère dissipatif peut être dissuasif en raison des pertes qu’ils occasionnent dans la structure.

**CALC régénératifs** : l’énergie stockée dans les éléments est échangée avec d’autres éléments passifs comme le bus continu, afin de retrouver des conditions correctes de fonctionnement à la prochaine commutation sans dissipation par des résistances. Ces montages sont plus complexes à mettre en œuvre que les CALC dissipatifs. De nombreux circuits de ce type ont été proposés pour des onduleurs classiques à deux niveaux [Smi97; Pen04] ou multiniveaux [He06].

Les montages à commutation douce sont également nombreux. Ils peuvent fonctionner à fréquence fixe (modulés en largeur d’impulsion) ou variable (modulés en fréquence) [Che90]. Les conditions de commutation douce peuvent être obtenues indépendamment sur chaque bras de l’onduleur [DD90] ou directement sur le bus continu [Div89]. Enfin, des interrupteurs auxiliaires supplémentaires peuvent être utilisés [Dij04; dOS04].

Diverses études montrent une réduction des courants HF générées par les convertisseurs utilisant ces structures [Sin93; UY02; Chu98] par rapport à la commutation dure non assistée. On pourra noter les observations suivantes :

- les PEM sont surtout réduites dans les plus hautes fréquences, à partir d’environ 1 MHz [Sha00; Zha96; Bha99]. Il y a peu d’amélioration aux fréquences les plus faibles du spectre considéré :
  - les temps de montée nécessaires pour réduire les amplitudes de ces fréquences seraient trop importants pour conserver une dynamique acceptable [Sha00] ;



- les éléments L-C utilisés dans ces montages génèrent des résonances sur une faible largeur du spectre, mais avec une amplitude non négligeable [Cal93], ce qui limite l'augmentation des fréquences de découpages attendues lorsque l'on utilise la commutation douce.

Cet aspect est contraignant du point de vue du dimensionnement du filtre CEM d'entrée (figure 1.13), typiquement réalisé à 150 kHz ;

- au prix de pertes accrues, les commutations dures aidées par CALC dissipatif peuvent atteindre des performances similaires à la commutation douce (notamment à fréquence variable) [Cal93]. La présence de résistances permet en outre d'atténuer les résonances parasites entre les éléments ;
- la présence d'interrupteurs auxiliaires augmente les niveaux de bruit et réduit fortement le gain espéré par l'utilisation de la commutation douce (de 6 à 10 dB d'après [Tan98; Sha00; Zha96]) ;
- les CALC et circuits à commutation douce améliorent grandement le comportement des convertisseurs en rayonné [Ogu03; dTM98].

Ainsi, l'ajout d'éléments passifs au plus près des interrupteurs permet de contrôler les gradients des grandeurs commutées et ainsi de réduire les PEM générées par le convertisseur. Cela entraîne toutefois une complexification de la structure et de sa commande, des contraintes de commande liées à la durée des commutations, et bien souvent un surdimensionnement des interrupteurs compte tenu des niveaux instantanés de tension ou de courant atteints durant les phases de résonance.

### 1.2.3 Réduction des paliers de tension

Une autre manière d'aborder la source de perturbations est d'agir sur l'amplitude de ses variations plutôt que sur son  $dv/dt$ . En effet, une commutation générant une faible  $\Delta V$  se répercute directement, d'une part, sur les tensions de mode différentiel (et donc les surtensions moteur), et d'autre part, sur la variation de tension de mode commun  $\Delta V_{mc}$  (et donc sur les courants HF). Pour obtenir des sources de tension réduites nécessaires à cela, il faut modifier la structure classique de l'onduleur à deux niveaux.

#### 1.2.3.a Structures multi-niveaux

L'utilisation d'onduleurs multiniveaux permet naturellement de réduire les PEM générées par le variateur. En effet, pour un onduleur à  $N$  niveaux dont la tension totale du bus continu  $E$  est répartie sur  $(N - 1)$  condensateurs, chaque commutation crée une variation de tension :

$$\Delta V = \frac{E}{N - 1}, \quad (1.3)$$

qui est aussi la valeur de la surtension appliquée aux bornes du moteur alimenté par câble long (voir section 1.1.3). De la même manière, les échelons de tension de mode commun générés par un onduleur multiniveaux valent alors :

$$\Delta V_{mc} = \frac{E}{3(N - 1)}, \quad (1.4)$$

ce qui doit réduire d'autant les courants HF [Wei04]. Parallèlement, la réduction des paliers de tension offre de meilleures performances de l'onduleur en termes de pertes par commutation ou de qualité de tension délivrée à la charge.

Le passage d’un onduleur classique à deux niveaux à un onduleur à trois niveaux est particulièrement intéressant car il offre le meilleur gain relatif sur les PEM :  $\Delta V$  et  $\Delta V_{\text{mc}}$  sont divisés par deux. Augmenter davantage le nombre de niveaux est toujours meilleur mais le gain n’est plus aussi grand. Il est notamment important de remarquer qu’outre le coût accru des structures, l’équilibrage des différentes sources de tensions qui composent le bus continu est une donnée importante qui complexifie les stratégies de commande.

### 1.2.3.b Convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel effectue une conversion directe AC-AC sans étage de stockage. Il peut être vu comme un onduleur à trois niveaux dont les potentiels d’entrée évoluent au cours du temps. En ce sens, il permet de réduire les  $\Delta V$  lors des commutations par rapport à l’association classique d’un redresseur à diodes et d’un onduleur à deux niveaux.

De fait, l’évolution de la tension de mode commun générée par un convertisseur matriciel est naturellement comparable à celle d’un onduleur à trois niveaux [Jus06] et est donc meilleure que celle d’un onduleur classique [Kan05]. De plus, il existe des lois de commande spécifiques qui permettent de réduire les paliers de tension commutés, notamment par choix des vecteurs nuls utilisés [Cha03; Lee05].

Remarquons néanmoins que le convertisseur matriciel requiert des interrupteurs “quatre cadrans” plus difficiles à commander que les interrupteurs classiques utilisés dans les autres structures [Whe02], et dont le comportement HF lors des commutations peut être incertain.

## 1.2.4 Action sur la commande rapprochée

Finalement, une action possible qui vient d’être évoquée dans un cas particulier pour le convertisseur matriciel est de travailler sur la commande rapprochée des convertisseurs. Diverses méthodes ont été proposées dans ce sens dans la littérature.

### 1.2.4.a Limitation de l’excursion de tension de mode commun

Quelques méthodes de commande ont été proposées dans le but de réduire l’excursion crête-à-crête de la tension de mode commun générée par le variateur. Elles s’appliquent aux onduleurs à deux niveaux [Lai99; Lee05; Kim06] ou multiniveaux [Kim01; Gup07] ainsi qu’à l’association d’un redresseur commandé et d’un onduleur [DB96]. Ces techniques fonctionnent en réalisant des choix de modulation sur les états redondants (en sélectionnant ceux qui génèrent la tension de mode commun la plus faible) et sur les vecteurs utilisés pour construire la référence (par exemple en évitant le vecteur nul en deux niveaux)<sup>3</sup>.

L’aspect négatif de ces techniques est qu’elles ne cherchent pas à minimiser le nombre de variations de  $v_{\text{mc}}$  au cours d’une période de découpage. Or, on a vu en section 1.1.2 que ce sont les  $dv/dt$  de la tension de mode commun qui sont à l’origine du courant de mode commun : du fait de la nature capacitive du chemin de la figure 1.7, le niveau de  $v_{\text{mc}}$  en régime permanent a en réalité peu d’importance. Ces méthodes peuvent donc, au mieux, réduire le contenu basse fréquence de la tension de mode commun (les premiers harmoniques de la fréquence de découpage) mais ne peuvent pas avoir d’effet significatif dans la bande de fréquences qui nous intéresse.

<sup>3</sup>Les notions employées ici sont développées plus loin dans la section 1.3.1.b pour un onduleur à trois niveaux.

### 1.2.4.b Randomized PWM

L'idée recherchée par cette technique de modulation est de répartir le contenu spectral des tensions découpées au sein de familles d'harmoniques plus larges, mais moins hautes, qu'à l'ordinaire. L'enveloppe du spectre de  $v_{mc}$  s'en trouve donc réduite. Ce résultat est obtenu en apportant une part d'aléa dans la modulation, et qui peut affecter :

- la fréquence de découpage ;
- le rapport cyclique des impulsions ;
- la position des impulsions dans la période de découpage,

ou appliquer une combinaison de ces méthodes. Injecter une composante variable sur la tension de mode commun (potentiel du neutre du moteur) permet également d'obtenir un résultat semblable.

Cette technique s'avère efficace sur la réduction des courants HF pour aider à passer les normes, en particulier en appliquant une fréquence de découpage aléatoire sans modifier le rapport cyclique [Tse00; Mih06].

### 1.2.4.c Le *flat top*

Le *flat top* est une technique de modulation qui permet de ne faire commuter l'onduleur que sur deux bras au lieu de trois : durant toute la période de découpage, l'un des bras est donc "bloqué" et ne commute pas<sup>4</sup>.

L'économie ainsi réalisée de deux commutations par période de découpage diminue le nombre de variations de  $v_{mc}^*$  et supprime donc des impulsions de courant de mode commun : les niveaux de perturbations mesurés au RSIL s'en trouvent réduits [Kar02]. De plus, cette limitation des commutations se traduit par un gain non négligeable sur les pertes par commutation de l'onduleur. En revanche, aucun gain n'est à attendre du point de vue des surtensions car les  $\Delta V$  et  $dv/dt$  de chaque commutation ne sont pas affectés.

### 1.2.4.d Synchronisation des commutations

Les méthodes réduisant l'amplitude et le gradient des fronts de commutation, étudiées en sections 1.2.2 et 1.2.3, agissent individuellement sur chaque commutation. Cependant, il est possible de considérer l'effet simultané de plusieurs commutations et d'agir sur la commande afin de synchroniser différents fronts pour que leurs contributions respectives, sur les PEM, se superposent et se compensent. On peut ainsi améliorer l'allure de la tension de mode commun ou les surtensions moteur.

#### ► Amélioration de la tension de mode commun

La tension de mode commun, définie par la relation (1.2), évolue d'un échelon à chaque commutation isolée de l'onduleur. Si, néanmoins, deux commutations ont lieu au même instant et que leurs effets respectifs sur  $v_{mc}$  sont opposés (une variation positive associée à une variation négative), alors la tension de mode commun garde une valeur constante. On parle alors de *double commutation*.

---

<sup>4</sup>Une explication plus détaillée du *flat top* et de son implantation est réalisée ultérieurement en section 1.3.2.a.

Différents auteurs ont appliqué cette méthode pour des onduleurs monophasés [Kat06] et triphasés à deux niveaux [Cac99; Zit04], trois niveaux [Rat98; Zha00] et davantage [Ben02; Ren06; Gup07; Rod04]. Afin de réduire au maximum les variations de la tension de mode commun, la quasi totalité de ces solutions (mis à part [Zit04]) cherche à synchroniser systématiquement toutes les commutations réalisées, n’autorisant aucune variation de la tension de mode commun et ainsi travailler sur des équipotentielles de  $v_{mc}$ . Éventuellement, des commutations isolées sont permises ponctuellement pour changer de niveau de tension de mode commun afin d’augmenter l’amplitude de la tension délivrée au moteur [Cac99; Ben02]. De fait, cette technique, lorsqu’elle est employée systématiquement, est particulièrement restrictive car la contrainte retenue (effectuer exclusivement des doubles commutations) ne permet pas d’utiliser librement toutes les configurations de l’onduleur. On peut ainsi citer comme conséquences négatives :

- une diminution en amplitude du fondamental de la tension délivrée par l’onduleur ;
- une perte de qualité de la tension de sortie en termes de contenu harmonique ;
- l’impossibilité d’employer la technique du *flat top* évoquée en section 1.2.4.c ;
- une réduction des degrés de liberté de l’onduleur pouvant être sollicités pour satisfaire d’autres contraintes comme la régulation des tension du bus continu pour les onduleurs multiniveaux<sup>5</sup>.

Par ailleurs, le comportement exact des doubles commutations sur les courants HF émis par l’onduleur est délicat et dépend notamment de la gestion des temps morts, qui peuvent les désynchroniser et les rendre inefficaces [Lai04; Ben05]. De plus, la volonté de n’effectuer que des doubles commutations rend ce phénomène difficilement évitable, comme nous le verrons au chapitre 3. Il est éventuellement possible d’utiliser des techniques de compensation de temps mort [Loh04], mais celles-ci compliquent la commande et nous verrons aussi que d’autres phénomènes interfèrent sur le bon comportement des doubles commutation et doivent être pris en compte. Enfin, ces méthodes fondées sur une analyse vectorielle peuvent être difficiles à implanter de manière simple et nécessitent le plus souvent une modulation vectorielle<sup>6</sup> (une modulation intersective est bien proposée dans [Zha00], mais génère deux fois plus de commutations que les méthodes classiques, ce qui n’est pas satisfaisant).

Les doubles commutations peuvent également être appliquées pour faire coïncider des commutations sur d’autres structures de variateur :

- association d’un onduleur et d’un redresseur commandé [Lee00], les deux convertisseurs commutant de manière synchrone autant que possible (mais pas en permanence) ;
- utilisation de deux onduleurs alimentant la machine de part et d’autre des trois enroulements [Bai04] ;
- emploi d’un convertisseur matriciel [Rza05] (méthode limitant grandement l’amplitude du fondamental des tensions de sortie).

### ► Réduction des surtensions moteur

Il est difficile d’agir sur les surtensions par la commande du convertisseur car les tensions de mode différentiel, naturellement découpées, sont celles appliquées aux bornes des enroulements et doivent satisfaire aux références de tension. Pourtant, de la même manière que des surtensions rapprochées peuvent se superposer et s’ajouter, il est possible de les compenser en choisissant un décalage adéquat.

C’est la méthode proposée dans [Lee02], qui utilise un onduleur à trois niveaux pour supprimer les surtensions qui devraient se produire avec un onduleur à deux niveaux. En effet, le

<sup>5</sup>La section 1.3.2.b décrit ce problème pour un onduleur à trois niveaux.

<sup>6</sup>Les notions de modulation vectorielle et intersective sont développées sur un exemple en section 1.3.2.a.

potentiel intermédiaire du bus continu permet de décomposer un échelon d'amplitude  $\Delta V$  en deux échelons plus petits d'amplitude  $\frac{\Delta V}{2}$  et espacés d'une durée  $2\tau$ , où  $\tau$  est le temps de propagation d'un front de tension dans le câble. De cette manière, les contributions respectives des surtensions de chaque "demi échelon" (voir figure 1.10b) se superposent de sorte qu'un niveau haut de l'une coïncide avec un niveau bas de l'autre, leur somme restant ainsi pratiquement constante.

On verra au chapitre 4 que les méthodes de réduction, par la commande, de la tension de mode commun générée par un onduleur possèdent une contrepartie négative sur les surtensions générées aux bornes du moteur. D'autres méthodes de commande prenant en compte à la fois les aspects courants HF et surtensions pourront alors être mises en œuvre afin de réaliser le meilleur compromis possible.

### 1.2.5 Conclusion de l'étude bibliographique

On a présenté divers moyens de réduction des PEM publiés dans la littérature scientifique pour les applications de variation de vitesse. Un moyen d'action consiste à modifier le chemin de propagation des perturbations par ajout d'éléments de filtrage (passif ou actif). Une autre possibilité est d'agir directement sur la source d'émission en réduisant les amplitudes ou les gradients des fronts de tension. L'utilisation de convertisseurs multiniveaux apporte notamment un gain conséquent à la fois sur les courants HF et les surtensions moteur.

Les méthodes présentées imposent d'effectuer certains compromis, par exemple en termes de pertes par commutation ou de coût des éléments passifs ou actifs supplémentaires. Néanmoins, les techniques affectant uniquement la commande du convertisseur permettent de réduire les PEM de manière fiable sans ajout de composant. De plus, elles peuvent se mettre en œuvre aisément par simple programmation des processeurs de commande. En ce sens, elles sont particulièrement intéressantes et adaptées au caractère industriel du projet.

Nous avons donc choisi de profiter des possibilités offertes par la commande des convertisseurs et de les appliquer aux onduleurs multiniveaux en vue d'améliorer les méthodes de réduction des courants HF tout en prenant en compte les surtensions générées aux bornes du moteur, ce qui est peu étudié dans la littérature. Une nouvelle stratégie de commande a ainsi été mise au point et est présentée dans le chapitre 2. Elle est appliquée à un onduleur à trois niveaux, qui offre un gain important par rapport au classique deux niveaux tout en restant raisonnable du point de vue du coût et de la complexité. La structure NPC, publiée en 1981 [Nab81], étant passée dans le domaine public, c'est la topologie qui a été retenue pour notre étude.

## 1.3 L'onduleur NPC

Cette partie présente le principe de fonctionnement ainsi que les outils et méthodes de commande classiques d'un onduleur NPC. Cette structure étant utilisée dans tout le restant du manuscrit, on introduit également les représentations et notations utiles qui seront conservées par la suite.

### 1.3.1 Principe de fonctionnement

On présente ici le principe de fonctionnement d'un onduleur NPC, en précisant les niveaux de tension de mode commun générés par cette structure. On développe également l'approche vectorielle permettant de prendre en compte simultanément l'état des trois bras, représentation qui sera amplement utilisée par la suite.

#### 1.3.1.a Généralités

##### ► Présentation de l'onduleur

L'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la figure 1.14. Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série (C1 et C2), formant un point milieu noté (O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. La tension totale du bus continu vaut  $E$ ; dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension  $\frac{E}{2}$  à leurs bornes : c'est l'hypothèse que l'on retiendra par la suite.

Chacun des trois bras (A, B et C) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés ( $K_{A1}$ ,  $K_{A2}$ ,  $K_{A3}$  et  $K_{A4}$  pour le bras A) et deux diodes de *clamp* ( $Dcl_{A1}$  et  $Dcl_{A2}$ ) connectées au point milieu du bus continu. Les interrupteurs commandés sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant : il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle.

En fonction de la configuration des interrupteurs commandés, chaque tension simple ( $v_{AO}$ ,  $v_{BO}$  et  $v_{CO}$ ) entre une phase (A, B ou C) et le point milieu (O) du bus continu peut prendre les valeurs  $\frac{E}{2}$ , 0 ou  $-\frac{E}{2}$ . Ainsi pour le bras A, les configurations utiles sont les suivantes :

**$K_{A1}$  et  $K_{A2}$  commandés** : la phase A se retrouve au potentiel de  $V^+$  et la tension  $v_{AO}$  vaut  $\frac{E}{2}$ .

Les composants conduisant réellement le courant dépendent du signe de celui-ci :

→ si  $i_A > 0$ , le courant circule par les transistors de  $K_{A1}$  et  $K_{A2}$ ;

→ si  $i_A < 0$ , le courant passe dans les diodes antiparallèles de  $K_{A1}$  et  $K_{A2}$ .

**$K_{A2}$  et  $K_{A3}$  commandés** : A se retrouve au potentiel du point O et la tension  $v_{AO}$  est nulle.

→ si  $i_A > 0$ , le courant circule par la diode  $Dcl_{A1}$  et le transistor de  $K_{A2}$ ;

→ si  $i_A < 0$ , le courant passe dans le transistor de  $K_{A3}$  et la diode  $Dcl_{A2}$ .

**$K_{A3}$  et  $K_{A4}$  commandés** : A se retrouve au potentiel de  $V^-$  et la tension  $v_{AO}$  vaut  $-\frac{E}{2}$ .

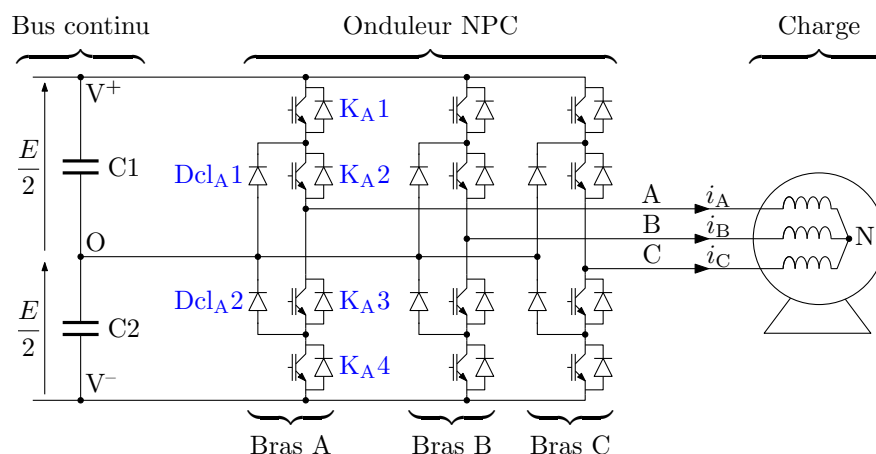


Figure 1.14 – Onduleur NPC à trois niveaux.

- si  $i_A > 0$ , le courant circule par les diodes antiparallèles de  $K_{A3}$  et  $K_{A4}$ ;
- si  $i_A < 0$ , le courant passe dans les transistors de  $K_{A3}$  et  $K_{A4}$ .

Par la suite, on symbolisera ces différents états par la notation 1, 0 ou  $-1$  correspondant respectivement aux niveaux de tension  $\frac{E}{2}$ , 0 et  $-\frac{E}{2}$ .

Ainsi, les transitions de ce bras entre l'état 1 et l'état 0 s'effectuent par commutation entre les interrupteurs  $K_{A1}$  et  $K_{A3}$ , avec  $K_{A2}$  toujours fermé et  $K_{A4}$  toujours ouvert. De la même manière, les transitions entre l'état 0 et l'état  $-1$  s'effectuent par commutation entre les interrupteurs  $K_{A2}$  et  $K_{A4}$ , avec  $K_{A1}$  ouvert et  $K_{A3}$  fermé.

Chacun des trois bras de l'onduleur pouvant prendre indépendamment les trois états 1, 0 ou  $-1$ , l'ensemble des possibilités pour l'onduleur complet s'élève à  $3^3$ , soit 27 états. Ceux-ci sont répertoriés dans le tableau 1.1.

### ► Tension de mode commun générée par l'onduleur

D'après l'équation (1.2), la tension générée par l'onduleur ( $v_{mc}$ ) est directement dépendante des tensions  $v_{AO}$ ,  $v_{BO}$  et  $v_{CO}$ , et donc de l'état de chacun des trois bras (1, 0 ou  $-1$ ). Cette tension peut alors prendre sept valeurs comprises entre  $-\frac{E}{2}$  et  $\frac{E}{2}$  et qui sont synthétisées dans le tableau 1.1. Par ailleurs, afin de rendre ces valeurs indépendantes de la taille du bus continu, on introduit la tension de mode commun normalisée définie par :

$$v_{mc}^* = v_{mc} \times \frac{6}{E} = \frac{2 \times (v_{AO} + v_{BO} + v_{CO})}{E}, \quad (1.5)$$

et qui est alors un nombre entier compris entre  $-3$  et  $3$ . La tension de mode commun normalisée est également reportée dans le tableau 1.1.

#### 1.3.1.b Représentation vectorielle

Les grandeurs que l'on souhaite contrôler grâce à l'onduleur sont les tensions simples côté charge ( $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$  et  $v_{CN}$ ), où N est le point neutre du moteur (représenté en figure 1.14 pour des enroulements couplés en étoile). Pour une charge équilibrée, ces tensions vérifient les relations :

**Tableau 1.1** – États possibles de l'onduleur NPC et leur tension de mode commun associée.

État des bras			$v_{mc}$	$v_{mc}^*$
A	B	C		
1	1	1	$\frac{E}{2}$	3
1	1	0	$\frac{E}{3}$	2
1	1	-1	$\frac{E}{6}$	1
1	0	1	$\frac{E}{3}$	2
1	0	0	$\frac{E}{6}$	1
1	0	-1	0	0
1	-1	1	$\frac{E}{6}$	1
1	-1	0	0	0
1	-1	-1	$-\frac{E}{6}$	-1

État des bras			$v_{mc}$	$v_{mc}^*$
A	B	C		
0	1	1	$\frac{E}{3}$	2
0	1	0	$\frac{E}{6}$	1
0	1	-1	0	0
0	0	1	$\frac{E}{6}$	1
0	0	0	0	0
0	0	-1	$-\frac{E}{6}$	-1
0	-1	1	0	0
0	-1	0	$-\frac{E}{6}$	-1
0	-1	-1	$-\frac{E}{3}$	-2

État des bras			$v_{mc}$	$v_{mc}^*$
A	B	C		
-1	1	1	$\frac{E}{6}$	1
-1	1	0	0	0
-1	1	-1	$-\frac{E}{6}$	-1
-1	0	1	0	0
-1	0	0	$-\frac{E}{6}$	-1
-1	0	-1	$-\frac{E}{3}$	-2
-1	-1	1	$-\frac{E}{6}$	-1
-1	-1	0	$-\frac{E}{3}$	-2
-1	-1	-1	$-\frac{E}{2}$	-3



$$\begin{pmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{pmatrix}, \quad (1.6)$$

et :

$$v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0. \quad (1.7)$$

Ainsi, les 27 états définis dans le tableau 1.1 imposent des tensions  $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$  et  $v_{CN}$  qui ne sont pas indépendantes. Dès lors, ces états peuvent se représenter dans un espace à seulement deux dimensions en faisant apparaître les tensions simples du moteur. C'est ainsi qu'est construit le diagramme vectoriel classique de la figure 1.15 : chaque état y est décrit selon la notation "état bras A, état bras B, état bras C ( $v_{mc}^*$ )", et les tensions moteur qu'il génère peuvent être lues par projection sur les axes  $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$  et  $v_{CN}$ . Ces tensions varient entre  $-\frac{2E}{3}$  et  $\frac{2E}{3}$  d'après (1.6), comme indiqué sur l'axe  $v_{AN}$ . Il est à noter que ce diagramme permet également de faire apparaître les tensions composées par construction graphique : ainsi, l'axe de  $u_{BC}$  est représenté sur la figure avec son intervalle de variation  $[-E, E]$ .

Étant données des consignes de tension pour  $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$  et  $v_{CN}$ , il en résulte dans le diagramme vectoriel un *vecteur référence* noté  $\vec{v}_{ref}$  défini par :

$$\begin{aligned} \vec{v}_{ref} &= \frac{2}{3} \left( v_{AN} + e^{\frac{2i\pi}{3}} v_{BN} + e^{\frac{4i\pi}{3}} v_{CN} \right) \\ &= V_{ref} \cdot e^{i\theta}. \end{aligned} \quad (1.8)$$

Pour alimenter une machine électrique par un système de tensions triphasées sinusoïdales, on crée donc un vecteur  $\vec{v}_{ref}$  d'amplitude  $V_{ref}$  constante égale à l'amplitude souhaitée des tensions simples, et tournant autour du centre de la figure à vitesse angulaire  $\omega = \frac{d\theta}{dt}$  constante correspondant à la pulsation électrique souhaitée.

Dans le cas général, il n'est pas possible d'appliquer directement le vecteur  $\vec{v}_{ref}$  avec l'onduleur, car celui-ci ne peut prendre que des états discrets. On doit donc construire  $\vec{v}_{ref}$  à l'aide d'une combinaison des vecteurs avoisinants ( $\vec{V}_k$ , représentés sur la figure 1.16), appliqués individuellement pendant une certaine durée  $T_k$  de sorte que  $\vec{v}_{ref}$  se retrouve au barycentre de ces vecteurs pondérés par leur durée :

$$\begin{cases} T_{dec} \cdot \vec{v}_{ref} = \sum_k T_k \cdot \vec{V}_k \\ T_{dec} = \sum_k T_k \end{cases}, \quad (1.9)$$

où  $T_{dec}$  est la durée totale allouée pour appliquer successivement les vecteurs  $\vec{V}_k$  (elle est normalement fixe et nommée *période de découpage* ; il en résulte la fréquence de découpage  $f_{dec} = \frac{1}{T_{dec}}$ ). Ainsi, pour construire le vecteur  $\vec{v}_{ref}$  de la figure 1.16, on pourra par exemple utiliser les vecteurs  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  et  $\vec{V}_8$  (cerclés de rouge). Toute combinaison de vecteurs est valide tant que le plus grand polygone reliant leurs extrémités contient  $\vec{v}_{ref}$  (car les coefficients de pondération  $T_k$  sont des durées qui doivent être positives).

On peut remarquer que seuls 19 vecteurs sont formés par les 27 états de l'onduleur. Cela est dû aux redondances d'états qui apparaissent près du centre de la figure 1.15 : le vecteur  $\vec{V}_0$ , par exemple, peut être construit à partir de trois états différents ((0, 0, 0) ou (1, 1, 1) ou encore (-1, -1, -1)). De la même manière, les vecteurs situés sur l'*hexagone intérieur* de la figure (de  $\vec{V}_1$  à  $\vec{V}_6$ ) peuvent être obtenus par deux états distincts. Ces redondances offrent un choix, donc



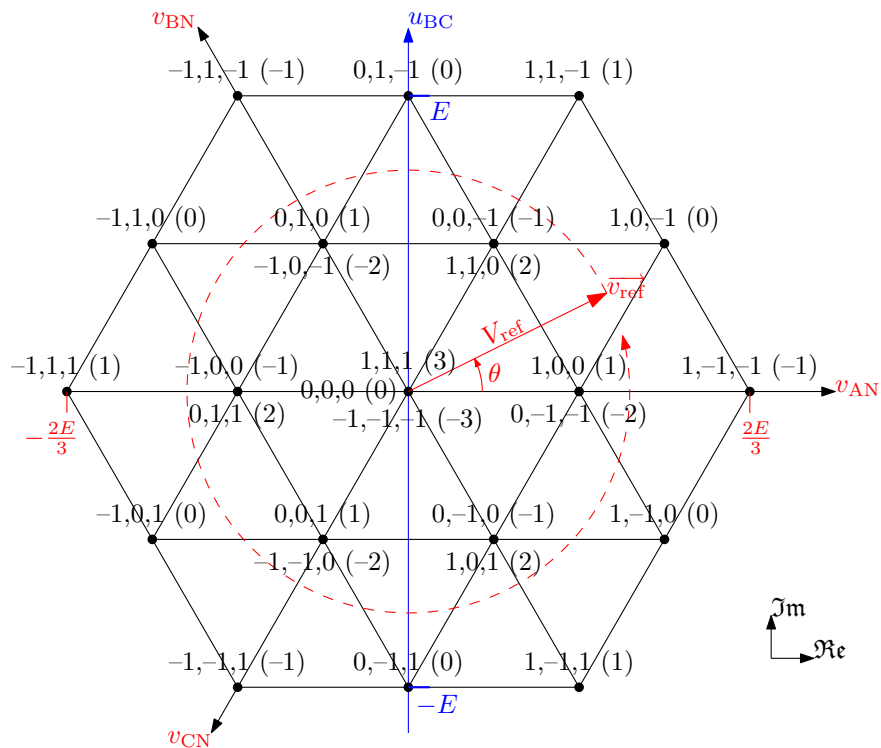


Figure 1.15 – Représentation vectorielle des états de l'onduleur NPC.

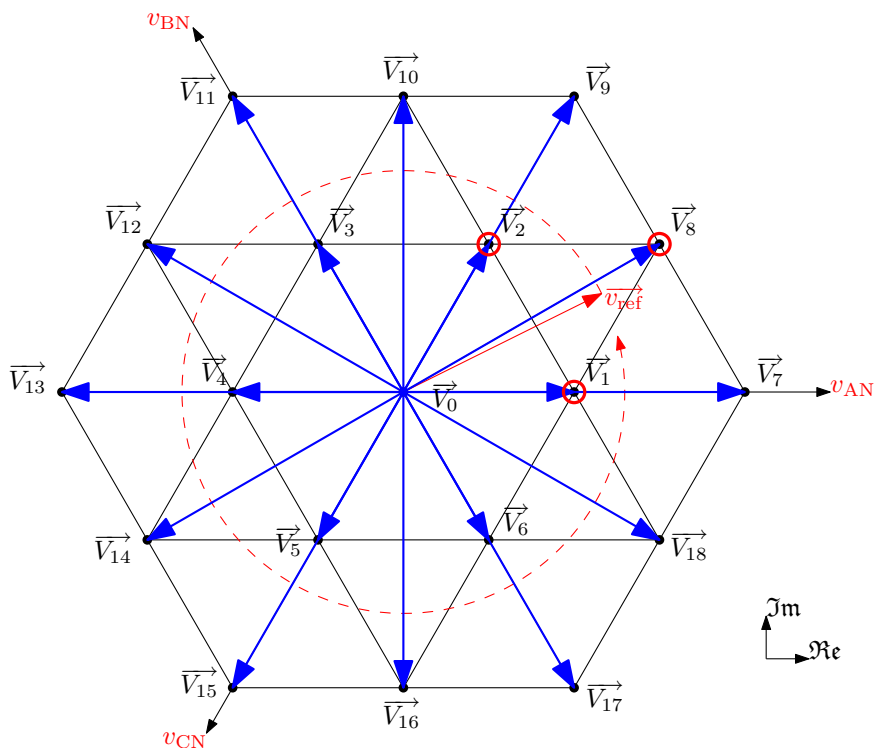


Figure 1.16 – Les 19 vecteurs utilisables pour construire  $\vec{v}_{ref}$ .

un *degré de liberté*, quant aux états utilisés pour appliquer un même vecteur  $\vec{V}_k$ . Il est même possible d’utiliser simultanément des états redondants en jouant sur leur répartition au sein de la durée  $T_k$  allouée au vecteur concerné : ainsi pour utiliser le vecteur  $\vec{V}_1$  pendant la durée  $T_1$ , on pourra appliquer l’état  $(1, 0, 0)$  pendant une durée  $\alpha T_1$  et l’état  $(0, -1, -1)$  pendant  $(1 - \alpha) T_1$  (pour tout  $\alpha$  compris entre 0 et 1)<sup>7</sup>.

### 1.3.2 Commande de l’onduleur

D’après l’étude qui précède des figures 1.15 et 1.16, la commande de l’onduleur consiste à :

- sélectionner les vecteurs  $\vec{V}_k$  utilisés pour construire  $\vec{v}_{\text{ref}}$  ;
- déterminer les durées  $T_k$  correspondantes ;
- choisir éventuellement la répartition des états redondants formant un même vecteur ;
- agencer séquentiellement les différents états obtenus.

Ces différents choix constituent la *stratégie de commande* de l’onduleur.

Ce procédé permet de déterminer les changements d’état  $(1, 0$  ou  $-1)$  de chacun des bras, ainsi que leur durée d’application. On en déduit les ordres de commande logiques des interrupteurs, qui sont composés d’impulsions dont la largeur dépend des choix effectués. On parle de *modulation de largeur d’impulsion* (MLI) ou *pulse width modulation* (PWM). Par extension, on appellera “modulation”, “MLI” ou “stratégie MLI” les diverses méthodes de commande de l’onduleur et leur modulation.

#### 1.3.2.a Principe de modulation

##### ► Types de modulation

On distingue deux types de modulation en fonction de leur mode d’implantation :

**Modulation vectorielle** : c’est une méthode générale basée sur l’exploitation directe du diagramme vectoriel des figures 1.15 et 1.16. Étant donné un vecteur référence  $\vec{v}_{\text{ref}}$ , on choisit les vecteurs  $\vec{V}_k$  utilisés pour le synthétiser, puis les durées  $T_k$  sont *calculées* conformément aux relations (1.9). Le séquençage des différents états est déterminé par algorithme, puis les ordres de commande adéquats sont appliqués aux interrupteurs.

Cette méthode offre un contrôle total sur le choix et la répartition des états utilisés, mais nécessite un processeur de commande performant, et donc coûteux, pour effectuer tous les calculs nécessaires en un temps raisonnable. En effet, ces calculs doivent être réitérés à chaque période de découpage ; l’augmentation des fréquences de découpage nécessite donc une rapidité de calcul accrue.

**Modulation intersective** (ou *modulation par porteuses*) : il s’agit de remplacer les calculs de la méthode vectorielle (détermination des  $\vec{V}_k$ , des  $T_k$  et de leur agencement) par une simple comparaison, pour chaque bras, entre un signal de référence (la modulante) et un signal triangulaire de fréquence plus élevée (la porteuse). La fréquence de porteuse définit la fréquence de découpage, et les points d’intersection entre la modulante et la porteuse correspondent aux instants de commutations au moment desquels l’onduleur change d’état.

Cette méthode est plus restrictive que la modulation vectorielle car le choix des vecteurs utilisés et de leur séquençage est en partie défini par la forme des porteuses. Néanmoins,

---

<sup>7</sup>Les états redondants présentant des valeurs distinctes de  $v_{\text{mc}}^*$ , il sera fait usage de ce degré de liberté par la suite pour agir sur la tension de mode commun délivrée par l’onduleur.

cette technique permet de générer les ordres de commande des interrupteurs de manière simple et extrêmement rapide (un processeur peu coûteux est donc suffisant), et permet en général d'obtenir une modulation équivalente à la modulation vectorielle pour des stratégies de commande judicieuses, comme on va le voir en section 1.3.2.a.

La méthode de modulation proposée dans le chapitre 2 est basée sur une approche théorique vectorielle, mais nous avons pu en déduire une modulation intersective équivalente qui a été retenue pour implanter expérimentalement notre solution en profitant des avantages qui viennent d'être décrits. Par conséquent, on détaille à présent les principes classiques de commande intersective d'un onduleur NPC en montrant l'équivalence avec une méthode vectorielle classique.

### ► Modulation classique par porteuses triangulaires

La modulation par porteuses d'un onduleur NPC se fait traditionnellement à l'aide de deux porteuses triangulaires, d'amplitude unitaire, auxquelles sont comparées des références triphasées ( $h_{AO}$ ,  $h_{BO}$ ,  $h_{CO}$ ). Ces références (les modulantes, ou *grandeurs d'entrée* du modulateur) sont des grandeurs réduites des tensions simples de référence en sortie de l'onduleur ( $v_{AO}$ ,  $v_{BO}$ ,  $v_{CO}$ ), en valeur moyenne sur une période de découpage :

$$\forall k \in \{A, B, C\}, \quad h_{kO} = \langle v_{kO} \rangle_{\text{ref}} \times \frac{2}{E}. \quad (1.10)$$

La commande de l'état de chaque bras est alors déduite des comparaisons de ces modulantes aux porteuses triangulaires conformément aux règles suivantes :

- état 1 si  $h_{kO}$  est au-dessus de la porteuse supérieure ;
  - état 0 si  $h_{kO}$  est entre les deux porteuses ;
  - état -1 si  $h_{kO}$  est en dessous de la porteuse inférieure,
- et est illustrée par la figure 1.17.

Cependant, les grandeurs intéressantes à contrôler sont les tensions simples  $v_{AN}$ ,  $v_{BN}$  et  $v_{CN}$  du moteur. On définit alors les références normalisées  $h_{AN}$ ,  $h_{BN}$  et  $h_{CN}$  définies par :

$$\forall k \in \{A, B, C\}, \quad h_{kN} = \langle v_{kN} \rangle_{\text{ref}} \times \frac{2}{E}. \quad (1.11)$$

Celles-ci forment typiquement un système triphasé sinusoïdal :

$$\begin{cases} h_{AN} = r \cos(\omega t) \\ h_{BN} = r \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ h_{CN} = r \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}, \quad (1.12)$$

dont l'amplitude  $r$  est appelée *profondeur de modulation*, représentative de l'amplitude de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  dans le diagramme vectoriel<sup>8</sup> :

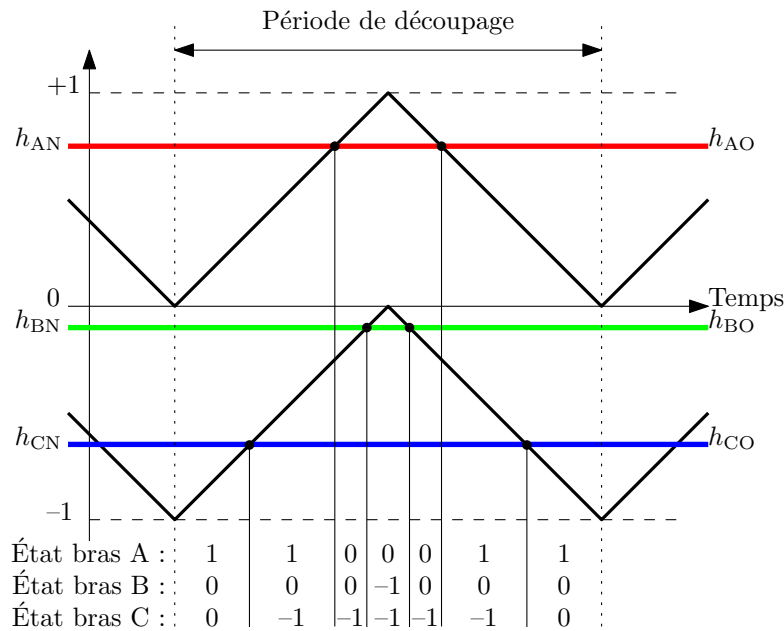
$$r = V_{\text{ref}} \times \frac{2}{E}, \quad (1.13)$$

et la pulsation  $\omega = \frac{2\pi}{T}$  définit la *période d'alimentation* du moteur :  $T$  (au cours de laquelle  $\vec{v}_{\text{ref}}$  effectue un tour complet autour du centre de la figure 1.16).

D'après les équations (1.2) et (1.6), puisque le point neutre du moteur est flottant, les tensions onduleur et les tensions moteur sont égales à la tension de mode commun près :

$$\forall k \in \{A, B, C\}, \quad \begin{cases} v_{kO} = v_{kN} + v_{\text{mc}} \\ \langle v_{kO} \rangle_{\text{ref}} = \langle v_{kN} \rangle_{\text{ref}} + \langle v_{\text{mc}} \rangle_{\text{ref}} \end{cases}. \quad (1.14)$$

<sup>8</sup>L'annexe A.1 illustre ce lien entre les références et le diagramme vectoriel.



**Figure 1.17** – Modulation classique par porteuses triangulaires.

Ainsi, à partir des tensions moteur souhaitées, les grandeurs d'entrée du modulateur sont déterminées par ajout d'une composante homopolaire ( $h_{NO}$ ) définie par :

$$h_{NO} = \langle v_{mc} \rangle_{\text{ref}} \times \frac{2}{E}, \quad (1.15)$$

de manière à obtenir :

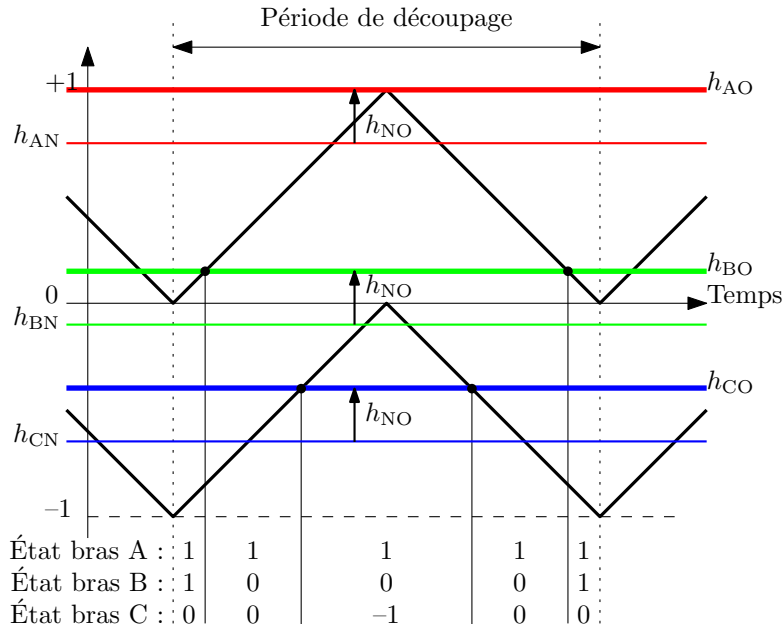
$$\begin{cases} h_{AO} = h_{AN} + h_{NO} \\ h_{BO} = h_{BN} + h_{NO} \\ h_{CO} = h_{CN} + h_{NO} \end{cases} . \quad (1.16)$$

Cette composante homopolaire est un degré de liberté qui contrôle la valeur moyenne de la tension de mode commun sans détériorer le système de tensions vu par la charge. Toutefois, afin que la relation (1.10) reste valable<sup>9</sup>, il est nécessaire de veiller à ce que les modulantes ainsi modifiées restent toutes dans l'intervalle  $[-1, 1]$ , ce qui impose des limites minimales et maximales au choix de  $h_{NO}$  :

$$-1 - \min_{k \in \{A,B,C\}} h_{kN} \leq h_{NO} \leq 1 - \max_{k \in \{A,B,C\}} h_{kN}. \quad (1.17)$$

La méthode la plus simple est de choisir une valeur constante nulle (*modulation naturelle sinusoïdale*), comme en figure 1.17. Cependant, d'autres choix sont possibles et peuvent permettre, entre autres, de maximiser l'amplitude des tensions délivrées au moteur (surmodulation), de contrôler le potentiel du point milieu capacitif [Del04], ou encore d'appliquer la technique du *flat top*. Cette dernière consiste à choisir  $h_{NO}$  de sorte que l'une des modulantes  $h_{AO}$ ,  $h_{BO}$  ou  $h_{CO}$  se retrouve plafonnée à une valeur particulière ( $-1$ ,  $0$  ou  $1$ ) durant toute la période de découpage. De cette manière, le bras correspondant ne commute plus ce qui permet par exemple une réduction des pertes par commutation. La figure 1.18 illustre cette technique pour l'exemple de la figure 1.17, dans le cas où l'on souhaite bloquer le bras A à l'état 1 : on choisit pour cela  $h_{NO} = 1 - h_{AN}$ . Par ailleurs, on peut remarquer que le *flat top* modifie la répartition de l'utilisation d'états redondants tels  $(1, 0, 0)$  et  $(0, -1, -1)$ . En bloquant le bras A à l'état 1, seuls les états dont la première valeur vaut 1 peuvent être utilisés.

<sup>9</sup>Il s'agit ici d'éviter une saturation due au fait que les tensions de sortie de l'onduleur sont bornées à  $\pm \frac{E}{2}$ .



**Figure 1.18** – Modulation par porteuses avec *flat top* sur le bras A.

Dans la littérature, les stratégies sans *flat top* sont parfois appelées *continuous PWM* (CPWM), tandis que celles réalisant un *flat top* sont nommées *discontinuous PWM* (DPWM) [Hav99]. Il s'agit en fait d'une caractérisation du caractère continu ou discontinu de la composante homopolaire  $h_{NO}$  associée à ces deux cas<sup>10</sup>. Par la suite, quelques stratégies classiques nous serviront de point de repère pour évaluer, selon divers critères, la méthode qui sera développée dans le prochain chapitre : il s'agit notamment de la *MLI centrée* et d'un *flat top classique à trois niveaux*. L'annexe B présente la modulation intersective de ces stratégies.

### ► Équivalence des modulations vectorielle et intersective

La modulation par porteuses triangulaires permet d'obtenir une commande des bras équivalente à une modulation vectorielle pour les choix de vecteurs usuels.

En effet, le choix typiquement retenu pour synthétiser  $\vec{v}_{ref}$  est de sélectionner les trois vecteurs  $\vec{V}_k$  les plus proches, car cela permet d'obtenir une tension de sortie de meilleur qualité par rapport à des choix de  $\vec{V}_k$  plus lointains qui augmenteraient le contenu harmonique. Dans l'exemple de la figure 1.16, on choisirait alors d'utiliser les vecteurs  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  et  $\vec{V}_8$ , donc respectivement les états (1, 0, 0) ou (0, -1, -1) (redondants), (1, 1, 0) ou (0, 0, -1) (redondants) et (1, 0, -1). De plus, on souhaite habituellement limiter le nombre de commutations effectuées dans une période de découpage, donc que chaque bras commute au plus deux fois. Dès lors, on vérifie facilement qu'au plus quatre états peuvent être utilisés. Enfin, il est raisonnable d'effectuer les commutations une à une et de les répartir équitablement au cours de  $T_{dec}$  (par exemple pour limiter l'ondulation du courant dans la machine). Cela impose un parcours symétrique des vecteurs retenus (aller-retour) et l'on parvient à une séquence du type :

$$(1, 0, 0) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (0, 0, -1) \rightarrow (0, -1, -1) \rightarrow (0, 0, -1) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (1, 0, 0).$$

<sup>10</sup>L'appellation CPWM-DPWM est toutefois ambiguë car bien que ces caractéristiques soient effectivement vérifiées pour les stratégies classiques (notamment en deux niveaux), il est possible de réaliser du *flat top* avec un  $h_{NO}$  continu ; et à l'inverse, une allure discontinue peut être appliquée sans pour autant conduire au blocage d'un bras. C'est pourquoi nous utiliserons exclusivement le terme "*flat top*" pour désigner cette technique.

Il reste ensuite à calculer les durées affectées à chacun des états.

Or, la modulation par porteuses de la figure 1.17 reproduit cette séquence sans aucun calcul : les durées d'application des états sont naturellement correctes car cette méthode contrôle directement les rapports cycliques des bras. Pour cela, il a suffi d'injecter directement les références  $h_{kN}$  correspondant aux tensions  $v_{kN}$  requises par la position du vecteur référence.

De plus, il est possible de choisir les états redondants utilisés ainsi que leur répartition relative (au sein de la durée  $T_k$  allouée à leur vecteur commun  $\vec{V}_k$ ) par simple ajustement de la composante homopolaire  $h_{NO}$  [Hol96]. C'est ainsi que la séquence d'états obtenue par *flat top* sur la figure 1.18 correspond précisément aux vecteurs que l'on aurait retenus si l'on avait cherché un choix vectoriel ne faisant pas commuter le bras A.

Si l'on souhaite réaliser une modulation intersective équivalente à des choix de vecteurs plus éloignés de la référence, ou effectuer des commutations simultanées, alors il faut utiliser des porteuses dissociées pour chaque modulante ou changer leur forme. La modulation intersective reste néanmoins limitée et n'est pas en mesure de reproduire les séquences impliquant un agencement trop complexe des états choisis.

### 1.3.2.b Régulation du bus continu

Une contrainte importante pour utiliser un onduleur de type NPC dans un variateur de vitesse est la capacité à réguler le point milieu capacitif du bus continu. On explique ici les phénomènes mis en jeu et les moyens d'action disponibles.

#### ► Déséquilibre du bus continu

Le point milieu capacitif est le point O de la figure 1.14. En fonctionnement normal, la tension  $E$  du bus est parfaitement répartie aux bornes des capacités, dont chacune a une tension  $\frac{E}{2}$  à ses bornes : le potentiel du point milieu est alors fixe par rapport aux points hauts et bas du bus continu ( $V^+$  et  $V^-$ ). Cette situation idéale peut néanmoins être altérée par deux phénomènes :

**Des fluctuations de tension** : le point milieu a un potentiel fixe en valeur moyenne, mais fluctue autour de celle-ci au cours d'une période d'alimentation. Ce phénomène est normal et inévitable dans certaines conditions d'utilisation (grande profondeur de modulation avec courants de charge importants) [Cel00]. Pour un meilleur fonctionnement de l'onduleur, il est cependant souhaitable de le réduire au strict minimum, ce qui peut être obtenu par une augmentation de la taille des capacités du bus continu ou une commande rapprochée adéquate ;

**Des dérives de tension** : le potentiel du point milieu diverge en valeur moyenne, ce qui traduit un déséquilibre du bus continu (répartition inégale des tensions aux bornes des capacités) qui s'accroît au cours du temps. Ce problème peut survenir dans des conditions particulières de charge et de commande, et conduit à un fonctionnement fortement dégradé de l'onduleur qui peut présenter un risque pour le matériel. Il est donc nécessaire de prévoir une solution permettant de réguler le point milieu capacitif pour empêcher les dérives éventuelles, ce qui peut être obtenu par action sur la commande rapprochée.

Le déséquilibre du bus continu est caractérisé par la différence de tension  $\Delta u_c$  définie en fonction des tensions  $u_{c1}$  et  $u_{c2}$  de la figure 1.19 par :

$$\Delta u_c = u_{c1} + u_{c2}. \quad (1.18)$$

Le bus continu est équilibré lorsque  $\Delta u_c$  est nul. Son évolution est conditionnée par le courant  $i_0$  entrant vers le point O, conformément à la relation suivante (pour des condensateurs de même capacité  $C$ ) :

$$i_0 = -C \times \frac{d\Delta u_c}{dt}. \quad (1.19)$$

Le courant  $i_0$  apparaît lorsqu'au moins un des bras de l'onduleur est à l'état 0 : le courant de charge de la phase correspondante circule alors par le point milieu capacitif. Les fluctuations de tension du point milieu correspondent à une ondulation de  $i_0$  qui se répercute sur  $\Delta u_c$  au cours d'une période d'alimentation du moteur. Une situation de dérive correspond à une valeur moyenne non nulle de  $i_0$  sur cette période, entraînant une divergence de  $\Delta u_c$ .

### ► Action sur l'équilibrage du point milieu

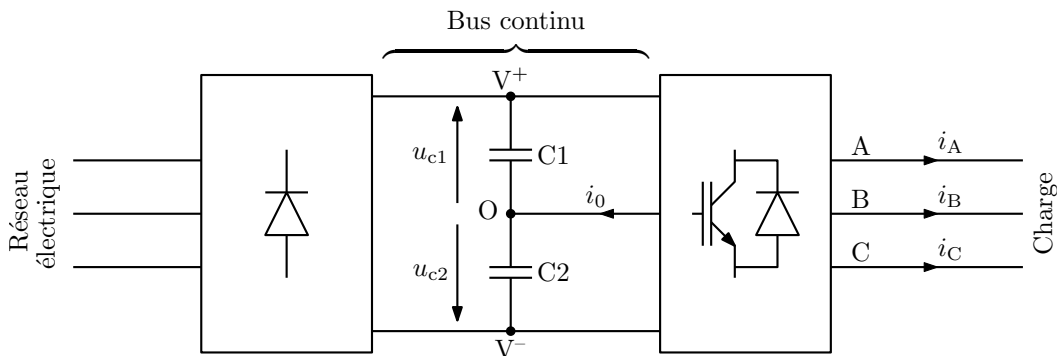
Les dérives éventuelles du bus continu constituant un aspect critique pour la sécurité de l'onduleur, nous nous sommes intéressés prioritairement aux possibilités de "rattrapage" de ces dérives par action sur la commande rapprochée.

Puisque les références de tension  $h_{AN}$ ,  $h_{BN}$  et  $h_{CN}$  sont imposées à chaque instant et non modifiables, l'élément qui permettra d'agir sur l'équilibrage est le degré de liberté évoqué dans la section précédente : la composante homopolaire  $h_{NO}$ . En effet, une décomposition du courant  $i_0$  en fonction des courants de charge ( $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$ ) et des fonctions de connexion des interrupteurs abouti à :

$$\begin{aligned} \langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}} &= |h_{AO}| \cdot i_A + |h_{BO}| \cdot i_B + |h_{CO}| \cdot i_C \\ &= |h_{AN} + h_{NO}| \cdot i_A + |h_{BN} + h_{NO}| \cdot i_B + |h_{CN} + h_{NO}| \cdot i_C, \end{aligned} \quad (1.20)$$

qui montre un lien entre la composante homopolaire  $h_{NO}$  et la valeur moyenne du courant  $i_0$  sur une période de découpage [Del04]. Pour un point de fonctionnement donné (références de tension et courants de charge imposés), une valeur particulière de  $h_{NO}$  correspondra alors à une valeur fixée de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$ . On dispose ainsi d'un moyen d'action pour faire évoluer  $i_0$ , et donc  $\Delta u_c$ .

Une manière naturelle de réaliser la régulation du bus continu consiste à fixer une consigne  $\Delta u_c^{ref} = 0$ , déterminer  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  à l'aide d'un correcteur pour l'inversion de la relation (1.19), puis en déduire  $h_{NO}$  à partir de l'équation (1.20). Néanmoins, cette dernière opération est délicate car la levée des valeurs absolues crée une relation récursive<sup>11</sup> sur  $h_{NO}$ . En outre, ce procédé ne cherche pas a priori à appliquer de *flat top*, pourtant bénéfique sur les perturbations de mode commun et les pertes par commutation de l'onduleur.



**Figure 1.19** – Définition des grandeurs servant à l'équilibrage du bus continu.

<sup>11</sup>Celle-ci peut être résolue par le biais d'une approximation dans l'équation (1.20) [Bau06].

Une autre possibilité est d’agir le plus rapidement possible sur une dérive (traduite par un  $\Delta u_c$  divergent, devenu trop important) en appliquant, à chaque instant, la valeur de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  qui a l’effet le plus profitable<sup>12</sup> sur  $\Delta u_c$ . Cette méthode maximise la composante continue  $\langle i_0 \rangle_T$  du courant injecté au point milieu capacitif durant la période d’alimentation du moteur : à la valeur des condensateurs près, celle-ci traduit la vitesse maximale de “remise à zéro” de  $\Delta u_c$ , en volts par seconde. Le courant  $i_0$  étant par ailleurs directement proportionnel aux courants de charge (de valeur efficace  $I_{\text{eff}}$ ), on définit la *capacité de régulation* (notée  $CR$ ) comme la plus grande valeur applicable  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{max}}}$  normalisée par l’amplitude des courants de charge :

$$CR = \frac{\langle i_0 \rangle_{T_{\text{max}}}}{I_{\text{eff}} \sqrt{2}}. \quad (1.21)$$

Ce critère permettra par la suite de comparer les diverses stratégies de modulation étudiées.

### ► Équilibrage naturel

Il est intéressant de remarquer que l’onduleur NPC possède une capacité naturelle d’auto-équilibrage du bus continu. En effet, la répartition des impulsions de tension délivrées par l’onduleur permettent, dans le respect d’une certaine symétrie sur le choix des états appliqués, d’assurer un retour du point milieu capacitif à son point d’équilibre sans intervention d’une quelconque méthode d’équilibrage actif telles que celles décrites plus haut [dTM02].

De fait, le bus continu a tendance à rester parfaitement stable lorsque l’onduleur fonctionne en boucle ouverte. En revanche, la prise en compte, par exemple, d’un retour du courant dans la commande de l’onduleur, peut briser la symétrie et introduire une instabilité. Il est alors possible d’observer une dérive du point milieu capacitif due à la stratégie en elle-même. Cette situation concerne également la MLI proposée dans le chapitre 2, pour laquelle ce phénomène a pu être mis en évidence expérimentalement. L’équilibrage naturel n’étant donc pas suffisamment robuste, il est nécessaire de disposer d’une capacité de régulation suffisante pour compenser ce type de dérive.

#### 1.3.2.c Critères d’évaluation des stratégies

Il est intéressant de comparer entre elles les différentes stratégies de commande. Il existe ainsi des critères permettant d’évaluer ces stratégies en fonction de divers aspects, dont nous citons ici ceux jugés importants pour notre étude :

**Qualité de tension** : on évalue la qualité de la tension délivrée par l’onduleur grâce à son *taux de distorsion harmonique* (THD). Le THD est un rapport entre la valeur efficace des harmoniques d’une grandeur et son fondamental. Pour un onduleur délivrant une tension découpée de fondamental  $U_1$  et d’harmoniques  $U_2, U_3 \dots$ , on définit le THD en tension par :

$$\text{THD}_u = \frac{\sqrt{\sum_{k \geq 2} U_k^2}}{U_1}. \quad (1.22)$$

On utilise également un taux de distorsion pondéré défini par :

$$\text{THD}_p = \frac{\sqrt{\sum_{k \geq 2} \left(\frac{U_k}{k}\right)^2}}{U_1}, \quad (1.23)$$

<sup>12</sup>Par exemple, pour un  $\Delta u_c$  initialement positif, on cherche à appliquer la plus grande valeur possible de  $i_0$  : d’après la relation (1.19),  $\frac{d\Delta u_c}{dt}$  sera alors minimal pour rapprocher rapidement  $\Delta u_c$  de 0.



qui donne plus de poids aux basses fréquences et permet de prendre en compte le caractère inductif de la charge pour donner une image des harmoniques de courant [Hol96] ;

**Pertes par commutation** : le fait de réduire les pertes dans la structure et ainsi d'augmenter son rendement est grandement apprécié. Pour cette raison, la technique du *flat top* est intéressante car elle économise deux commutations à chaque période de découpage en bloquant l'un des trois bras ;

**Exploitation de la tension du bus continu** : le critère évalué ici est la capacité à délivrer un système de tension sinusoïdal dont l'amplitude du fondamental est la plus grande possible. Le maximum théorique est d'appliquer la tension du bus continu ( $E$ ) entre phases. Cependant, cela n'est possible qu'à condition d'agir sur la composante homopolaire  $h_{NO}$  pour entrer en *surmodulation* : la modulation naturelle sinusoïdale, par exemple, ne permet de délivrer une tension entre phases que de  $E \times \frac{\sqrt{3}}{2}$ . De plus, certaines stratégies MLI ne permettent qu'un niveau encore inférieur. Nous attacherons de l'importance à vérifier que les méthodes développées par la suite ne pénalisent pas la tension maximale applicable à la machine ;

**Réduction des PEM** : c'est le critère qui nous intéresse en priorité. De fait, nous comparerons systématiquement les méthodes que nous allons développer aux stratégies de commande classiques, sur le plan des PEM générées ;

**Équilibrage du bus continu** : il s'agit de la capacité de la stratégie de commande à prévenir la dérive du point milieu telle que décrite en section 1.3.2.b. Étant un aspect critique de sécurité pour le variateur, on pourra comparer la réactivité des différentes MLI pour ramener le bus continu à son point d'équilibre.

La stratégie MLI développée dans le chapitre suivant modifie le comportement classique des modulations à porteuses triangulaires en vue de réduire les PEM générées par le convertisseur. On étudiera alors l'impact des changements réalisés sur les critères qui viennent d'être évoqués afin d'évaluer l'intérêt de la méthode proposée et de dresser un panorama clair sur les éventuels compromis qui devront être faits.

## 1.4 Conclusion du premier chapitre

Ce chapitre a présenté la problématique posée par les perturbations électromagnétiques de mode conduit dans les applications de variation de vitesse des machines électriques. L'importance particulière des courants HF de mode commun ainsi que des surtensions appliquées aux bornes des machines en cas d'utilisation de câbles longs est soulignée, et la partie "onduleur" du variateur est identifiée comme origine de ces perturbations du fait du découpage de la tension par les interrupteurs de puissance.

Les solutions étudiées dans la littérature pour réduire ces perturbations sont principalement basées sur le filtrage, la réduction des gradients ou des paliers de tension lors des commutations, et la commande rapprochée des convertisseurs. En vue d'une application industrielle des travaux réalisés, la solution retenue se base sur un onduleur à trois niveaux de type NPC commandé par une nouvelle stratégie de modulation. À cet effet, la dernière partie du chapitre en rappelle les principes classiques de modulation en conciliant les approches vectorielles et intersectives.

La stratégie MLI proposée cherchera à réduire au mieux les problèmes dûs aux courants de mode commun (chapitre 3) tout en contrôlant les surtensions générées en bout de câble long sur la machine (chapitre 4). Parallèlement, l'utilisation d'un onduleur NPC appelle à veiller

---

au problème de régulation du point milieu capacitif, ce qui est discuté dans le chapitre 5. Le principe général de cette nouvelle commande est développé dans le chapitre qui suit.



# Chapitre 2

## Solution proposée

### Sommaire

---

<b>2.1</b>	<b>Nouvelle stratégie MLI</b>	<b>42</b>
2.1.1	Idée développée	42
2.1.1.a	Application du <i>flat top</i>	42
2.1.1.b	Application des doubles commutations	46
2.1.1.c	Combinaison des deux principes	47
2.1.2	Degrés de liberté	49
2.1.2.a	Choix du triangle	49
2.1.2.b	Choix de sens de parcours	52
2.1.3	Généralisation aux onduleurs à $N$ niveaux	52
<b>2.2</b>	<b>Modulation par porteuses</b>	<b>52</b>
2.2.1	Nouveau modulateur	54
2.2.2	Contrôle des degrés de liberté	55
2.2.2.a	Contrôle du triangle choisi	55
2.2.2.b	Contrôle du sens de parcours	55
2.2.2.c	Synoptique du modulateur	57
<b>2.3</b>	<b>Évaluation de la méthode</b>	<b>57</b>
2.3.1	Stratégies comparées	57
2.3.2	Revue des différents critères	58
2.3.2.a	Qualité de tension	58
2.3.2.b	Pertes par commutation	61
2.3.2.c	Exploitation de la tension du bus continu	61
2.3.2.d	Réduction des PEM	61
2.3.2.e	Équilibrage du bus continu	65
<b>2.4</b>	<b>Aspect expérimental</b>	<b>65</b>
2.4.1	Matériel utilisé	65
2.4.1.a	Carte de commande	65
2.4.1.b	Onduleur NPC	66
2.4.1.c	Charge	66
2.4.1.d	Source	67
2.4.2	Montages utilisés et métrologie	67

2.4.2.a	Montage de référence	67
2.4.2.b	Méetrologie	68
2.4.2.c	Évolutions du montage	69
<b>2.5</b>	<b>Conclusion du deuxième chapitre</b>	<b>72</b>

**L'**ONDULEUR NPC à trois niveaux a été retenu comme structure de conversion continu-alternatif du variateur, et il a été établi que l'on utiliserait les moyens d'action disponibles sur la commande rapprochée de l'onduleur pour réduire les perturbations conduites générées par le dispositif. Les actions possibles sur les surtensions moteur étant très limitées, nous avons orienté nos objectifs vers la réduction des courants de mode commun. Ce chapitre présente la solution qui a été développée dans ce but, et à partir de laquelle les optimisations réalisées dans les chapitres suivants sont fondées.

Dans un premier temps, la nouvelle stratégie de commande rapprochée est présentée par une approche à la fois vectorielle et temporelle. Un nouveau modulateur permettant d'implanter facilement cette commande dans un processeur est également proposé. Cette nouvelle stratégie est ensuite évaluée selon les critères classiques développés dans la section 1.3.2.c. Enfin, son implantation pratique dans un prototype du laboratoire est présentée, en précisant les protocoles de mesure qui seront mis en œuvre pour l'évaluation expérimentale des performances de la méthode proposée en termes de réduction des perturbations électromagnétiques.

## 2.1 Nouvelle stratégie MLI

La stratégie proposée vise à réduire les PEM générées par l'onduleur en agissant sur l'origine des perturbations de mode commun. Précisément, il s'agit de limiter le nombre d'occurrences des fronts de tension de  $v_{mc}$  au cours d'une période de découpage.

On présente ici le principe de fonctionnement de la stratégie proposée ainsi que les degrés de liberté intrinsèquement offerts par cette méthode. Les analyses vectorielles effectuées débouchent sur une nouvelle modulation intersective qui permet de déterminer simplement les ordres de commande des transistors.

### 2.1.1 Idée développée

La MLI proposée repose sur l'utilisation conjointe de deux principes qui ont montré leur intérêt dans le chapitre précédent pour la réduction du courant de mode commun : le *flat top* et les doubles commutations. On détaille à présent leur application dans le cas d'un onduleur NPC.

#### 2.1.1.a Application du *flat top*

##### ► Influence sur la tension de mode commun

On a vu que le *flat top* correspond au blocage d'un des trois bras de l'onduleur à un état constant durant toute la période de découpage. La conséquence directe est une réduction du nombre de fronts de  $v_{mc}^*$  comme le montre la figure 2.1 qui retranscrit les évolutions de  $v_{mc}^*$

obtenues pour les séquences d'états discutées dans la section 1.3.2.a<sup>1</sup>. Alors que la modulation sans *flat top* (figure 2.1a) génère six fronts de tension par période de découpage, le blocage du bras A à l'état 1 a réduit ce nombre à quatre occurrences (figure 2.1b). Ce résultat est normal car, lors d'une période de découpage, chaque bras non bloqué commute exactement deux fois<sup>2</sup> (un changement d'état suivi du retour à son état initial).

### ► Les différents types de *flat top* possibles

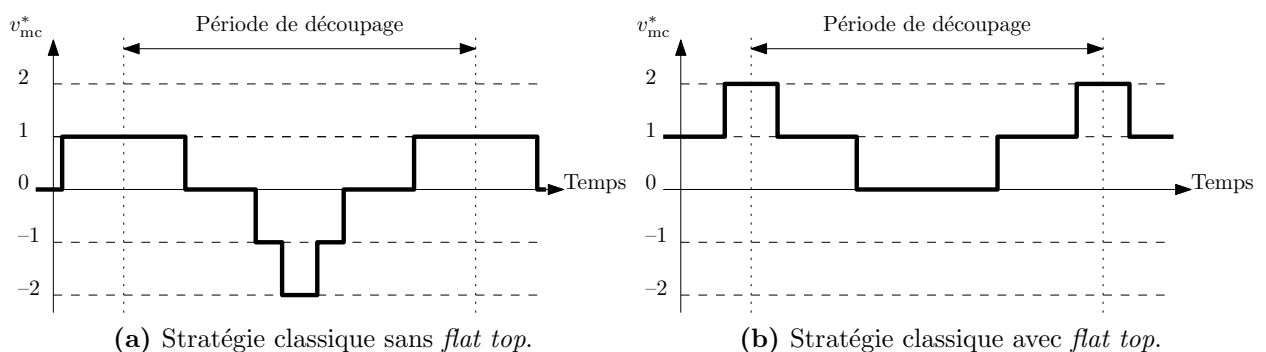
Le *flat top* peut être obtenu de différentes manières et nécessite la détermination de deux données :

- le bras que l'on souhaite bloquer (A, B ou C) ;
- le niveau de blocage du bras choisi (l'état 1, 0 ou -1).

En réalité ces données ne sont pas indépendantes car un grand nombre des 27 possibilités ainsi formées ( $3^3$ ) n'est pas valide.

En effet, le blocage d'un bras  $p \in \{A, B, C\}$  à un niveau  $q \in \{1, 0, -1\}$  impose de n'utiliser, pour construire le vecteur référence, que des états dont la valeur correspondant au bras  $p$  est égale à  $q$ . Par exemple, vouloir bloquer le bras A au niveau 1 limite les états disponibles à ceux de la forme  $(1, x, y)$  avec  $(x, y) \in \{1, 0, -1\}$ <sup>2</sup>. Seuls ces états sont notés sur la figure 2.2. Puisque  $\vec{v}_{\text{ref}}$  doit se situer à l'intérieur du plus grand polygone formé par les états utilisés pour le construire, le lieu des positions pour lesquelles ce type de *flat top* est possible est délimité par le losange rouge en trait plein dans la figure 2.2. De la même manière, les zones délimitant toutes les possibilités de blocages sont indiquées en figure 2.2. Ainsi, un type de *flat top* donné n'est valide que dans une zone limitée du diagramme vectoriel. À titre de remarque, ces résultats peuvent se retrouver de manière analytique par étude des valeurs possibles de  $h_{\text{NO}}$  respectant la limitation (1.17) dans l'implantation par porteuses de la section 1.3.2.a.

En restreignant le diagramme vectoriel au secteur minimal d'étude<sup>3</sup> d'ouverture angulaire  $\frac{\pi}{6}$  grisé sur la figure 2.2, on fait apparaître trois zones, numérotées ①, ② et ③, pour lesquelles les possibilités de blocage des bras sont résumées dans le tableau 2.1. Nous allons généraliser ce résultat à l'ensemble du diagramme vectoriel en définissant une dénomination spécifique des type de *flat top* possibles.



**Figure 2.1** – Influence du *flat top* sur l'allure de la tension de mode commun normalisée.

<sup>1</sup>Il s'agit des séquences obtenues pour les modulations intersectives des figures 1.17 et 1.18.

<sup>2</sup>Une modulation vectorielle pourrait permettre davantage de commutations d'un même bras, mais cela n'est pas souhaitable.

<sup>3</sup>Toute autre partie du diagramme vectoriel se rapporte à ce secteur minimal par simple symétrie ou rotation.

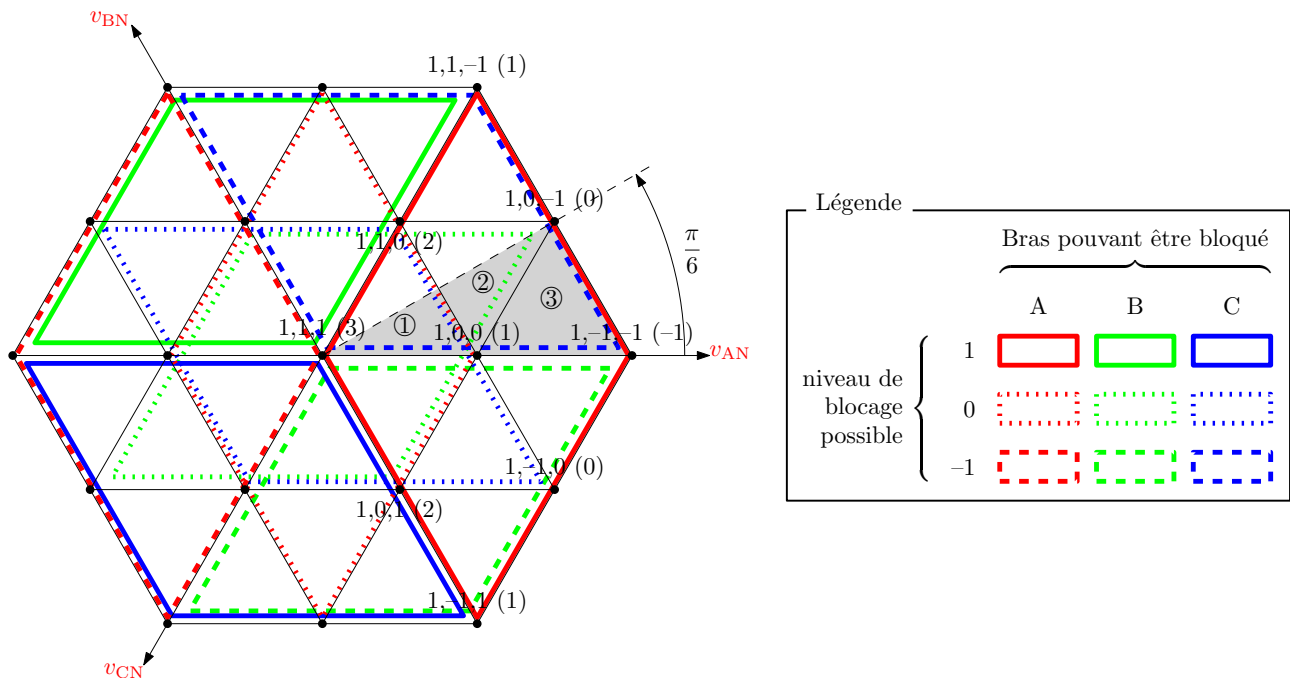


Figure 2.2 – Délimitation des bras et niveaux de blocages possibles en fonction de la position du vecteur référence.

Tableau 2.1 – Blocages de bras possibles en fonction de la position de  $\vec{v}_{ref}$  dans le secteur minimal d'étude.

Position de $\vec{v}_{ref}$	Zone ①	Zone ②	Zone ③
Blocages possibles	Bras A, niveau 1 Bras C, niveau -1 Bras B, niveau 0 Bras A, niveau 0 Bras C, niveau 0	Bras A, niveau 1 Bras C, niveau -1 Bras B, niveau 0	Bras A, niveau 1 Bras C, niveau -1

On peut dans un premier temps remarquer qu’il n’est jamais possible qu’un même bras puisse être bloqué à la fois au niveau 1 et au niveau  $-1$ , car ces zones sont disjointes sur la figure 2.2. On ne distinguera donc que deux notations :

**notation “1”** correspondant en fait à  $\pm 1$ , sachant que seule l’une des deux valeurs est permise. Conformément à la figure 2.2, il s’agit du niveau  $+1$  si la tension de référence du bras correspondant (projection de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  sur cet axe) est positive, et du niveau  $-1$  si elle est négative. En modulation par porteuses, cela correspond aussi au signe de la référence  $h_{kN}$  du bras à bloquer ;

**notation “0”** correspondant toujours au niveau 0, sans ambiguïté.

Dans un second temps, les zones ①, ② et ③ peuvent être étendues à tout le diagramme grâce aux définitions apportées par la figure 2.3 : respectivement **zone intérieure**, **zone intermédiaire** et **zone extérieure**.

Enfin, les secteurs angulaires du diagramme vectoriel peuvent être caractérisés par l’ordonnement auquel les tensions moteurs répondent. Ainsi, le secteur étudié précédemment vérifie  $|v_{AN}| \geq |v_{CN}| \geq |v_{BN}|$ , avec  $v_{AN}$  positive (dont il résulte que  $v_{BN}$  et  $v_{CN}$  sont négatives, leur somme étant nulle). La figure 2.3 fait ainsi apparaître ces ordonnancements pour l’ensemble des secteurs. Afin de désigner les bras indépendamment du secteur angulaire, on définit alors les attributs suivants :

**notation “max”** : il s’agit du bras pour lequel la tension moteur de référence (ou encore la référence  $h_{kN}$ ) est la plus grande en valeur absolue ;

**notation “min”** : c’est le bras dont la tension est la plus petite en valeur absolue ;

**notation “int”** : il s’agit du troisième bras, de tension intermédiaire en valeur absolue,

et l’on note **“Smax”** le signe de la tension simple de référence du bras “max”.

On peut dès lors nommer les différentes possibilités de *flat top* sous la forme suivante : “*FT-n-a*”, où  $n \in \{“0”, “1”\}$  informe sur le niveau de blocage à 0 ou à  $\pm 1$ , tandis que  $a \in \{“max”, “min”, “int”\}$  indique l’attribut du bras à bloquer en fonction de l’ordonnement des différentes références. La généralisation du tableau 2.1 à l’ensemble du diagramme vectoriel s’effectue alors selon le tableau 2.2. Ainsi, seules cinq dénominations permettent de rendre compte de toutes les possibilités de blocage. On observe notamment que le nombre de possibilités est plus important près du centre de la figure (zone intérieure), et restreint à sa périphérie (zone extérieure).

En modulation par porteuses, la réalisation de ces différents blocages passe par l’injection de la composante homopolaire adéquate, dont le calcul est donné par le tableau 2.3. Il suffit

**Tableau 2.2** – Les types de *flat top* valides en fonction de la position de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  dans l’ensemble du diagramme vectoriel.

Position de $\vec{v}_{\text{ref}}$	Zone intérieure	Zone intermédiaire	Zone extérieure
Types de <i>flat top</i> possibles	<i>FT-1-max</i> <i>FT-1-int</i> <i>FT-0-min</i> <i>FT-0-max</i> <i>FT-0-int</i>	<i>FT-1-max</i> <i>FT-1-int</i> <i>FT-0-min</i>	<i>FT-1-max</i> <i>FT-1-int</i>
Nombre de possibilités	5	3	2



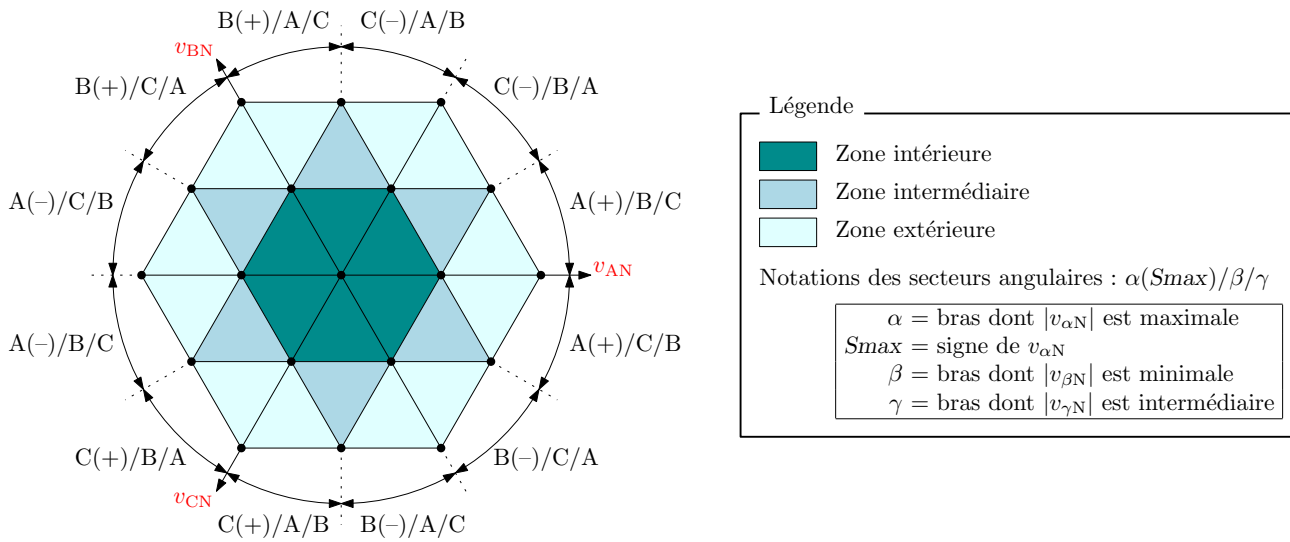


Figure 2.3 – Définitions des différentes zones du diagramme vectoriel.

pour cela de déterminer les références maximale, minimale et intermédiaire en valeur absolue :

$$\begin{cases} |h_{kN}|_{\max} = \max_{k \in \{A,B,C\}} |h_{kN}| \\ |h_{kN}|_{\min} = \min_{k \in \{A,B,C\}} |h_{kN}| \\ |h_{kN}|_{\text{int}} = \sum_{k \in \{A,B,C\}} |h_{kN}| - |h_{kN}|_{\max} - |h_{kN}|_{\min} \end{cases}, \quad (2.1)$$

et de connaître le signe “ $S_{max}$ ” de la référence  $h_{kN}$  correspondant à  $|h_{kN}|_{\max}$  (c’est le signe indiqué dans la notation des secteurs angulaires sur la figure 2.3).

Il est important de remarquer que la simple connaissance des références triphasées  $h_{kN}$  permet de connaître de manière simple la zone du diagramme vectoriel dans laquelle se situe le vecteur référence. À cet effet, l’annexe A.2 utilise les notations qui viennent d’être introduites pour établir les conditions d’appartenance du vecteur référence aux différentes zones. Une approche vectorielle faisant apparaître la composante homopolaire est en outre présentée en A.3.

### 2.1.1.b Application des doubles commutations

#### ► Influence sur la tension de mode commun.

Le principe fondamental des doubles commutations est présenté sur la figure 2.4 : la synchronisation de deux fronts dont le sens de variation est opposé permet d’éviter une impulsion

Tableau 2.3 – Calcul des  $h_{NO}$  pour la réalisation des différents types de *flat top*.

$S_{max}$	+	-
<i>Flat top</i>		
<i>FT-1-max</i>	$1 -  h_{kN} _{\max}$	$-1 +  h_{kN} _{\max}$
<i>FT-1-int</i>	$-1 +  h_{kN} _{\text{int}}$	$1 -  h_{kN} _{\text{int}}$
<i>FT-0-max</i>	$- h_{kN} _{\max}$	$ h_{kN} _{\max}$
<i>FT-0-min</i>	$ h_{kN} _{\min}$	$- h_{kN} _{\min}$
<i>FT-0-int</i>	$ h_{kN} _{\text{int}}$	$- h_{kN} _{\text{int}}$

de tension de mode commun (durant  $\Delta t$  sur la partie gauche de la figure). Ainsi, deux réponses distinctes du courant de mode commun par les capacités parasites de mode commun sont évitées.

Dans cet exemple, la tension de mode commun normalisée reste constante et égale à zéro lors de la double commutation.

Cependant, une valeur nulle de  $v_{mc}^*$  n'est pas une contrainte obligatoire pour obtenir une amélioration sur le courant de mode commun. En effet, puisque le chemin de mode commun est de nature capacitive, une tension de mode commun simplement constante, sans être nulle, est suffisante pour éviter l'apparition de  $i_{mc}$ . Ainsi, l'exemple de la figure 2.4 pourrait être modifié en choisissant  $v_{A0}$  constante égale à  $\frac{E}{2}$  plutôt que 0 : cela aurait simplement décalé positivement  $v_{mc}^*$  d'une unité, sans remettre en cause le bien-fondé de la double commutation. En ce sens les stratégies cherchant à imposer  $v_{mc}^* = 0$  en toutes circonstances contraignent inutilement le système, telle la *zero common mode* (ZCM) [Zha00] qui est la stratégie existante visant à réduire les courants HF la plus représentative pour l'onduleur NPC<sup>4</sup>.

### ► Représentation vectorielle

Alors que les commutations simples se traduisent vectoriellement par un déplacement d'un petit segment entre deux états adjacents du diagramme vectoriel, les doubles commutations correspondent à un déplacement plus important le long d'une grande diagonale d'un losange. L'ensemble des doubles commutations possibles pour un onduleur NPC est ainsi représenté sur le diagramme vectoriel de la figure 2.5 : elles relient des états possédant une même valeur de  $v_{mc}^*$ .

Il s'ensuit une cartographie de couches équipotentielles de la tension de mode commun. Par exemple, la stratégie ZCM travaille uniquement sur les sept états reliés de traits rouges pour conserver  $v_{mc}^* = 0$  en toutes circonstances. Cependant, nous verrons au chapitre 3 qu'une telle approche est trop simpliste pour éliminer efficacement toutes les variations de la tension de mode commun.

#### 2.1.1.c Combinaison des deux principes

La méthode proposée consiste, d'une part, à appliquer la technique du *flat top* et ainsi profiter de ses bénéfices en termes de réduction des commutations : courants HF réduits, pertes par commutation réduites. Par conséquent, seules quatre commutations par période de découpage subsistent au lieu de six. D'autre part, une double commutation est réalisée à chaque période de découpage. De ce fait, seules deux variations de  $v_{mc}^*$  subsistent par période de découpage au lieu de quatre (*flat top* seul).

La représentation vectorielle de la figure 2.6 illustre le principe de la nouvelle MLI. Elle utilise un triangle de même surface que les stratégies classiques, mais de forme isocèle plutôt qu'équilatérale. Ce triangle est parcouru de manière circulaire. Dans cet exemple, la séquence utilisée :

$$(1, 0, 0) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (1, 1, -1) \rightarrow (1, 0, 0),$$

montre l'utilisation des deux techniques précédentes :

<sup>4</sup>La stratégie ZCM est présentée en annexe B.5.

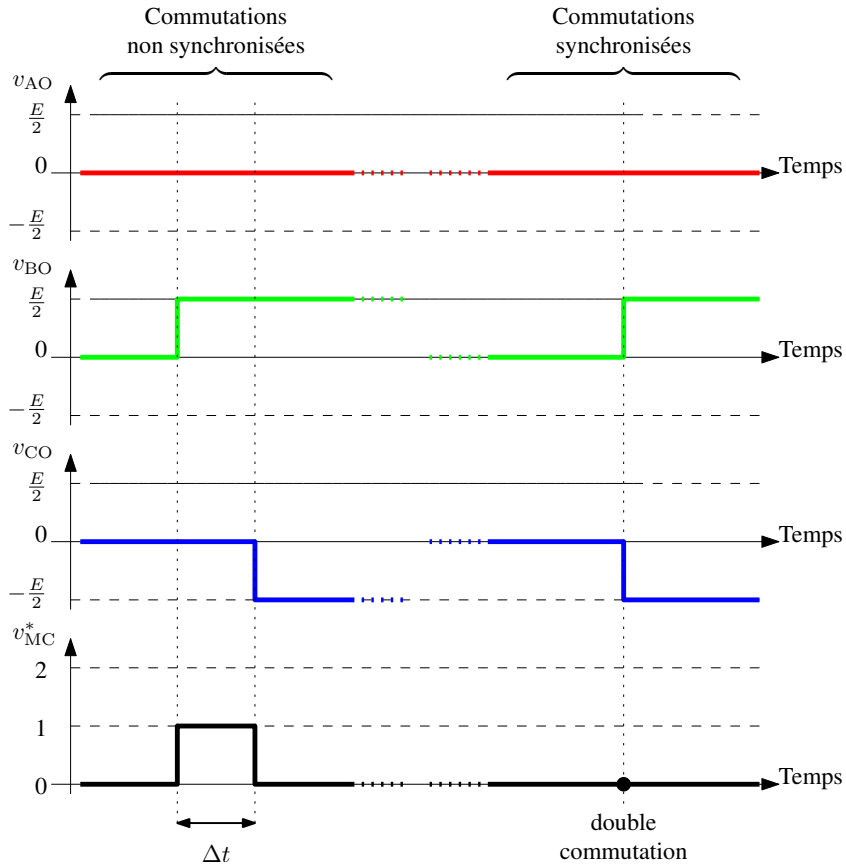


Figure 2.4 – Principe de synchronisation des doubles commutations.

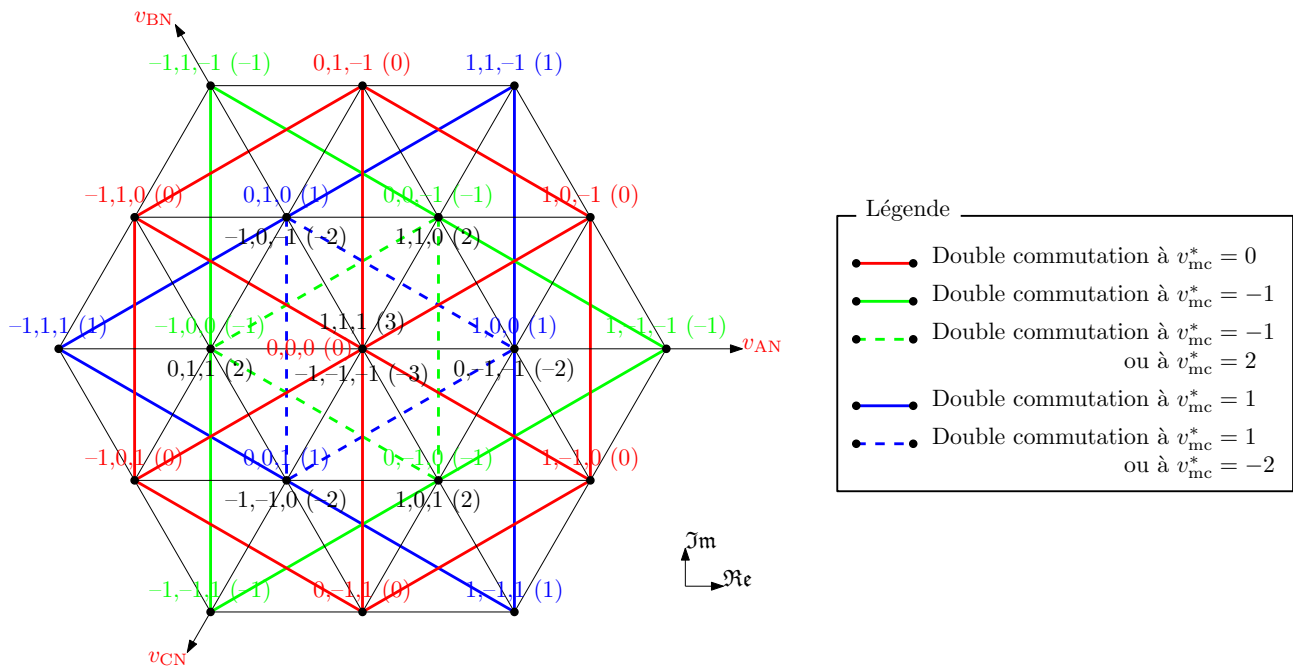


Figure 2.5 – Représentation vectorielle des doubles commutations possibles pour l'onduleur NPC.

- le *flat top FT-1-max* est appliqué (le bras A est bloqué au niveau 1 alors que  $\vec{v}_{\text{ref}}$  est situé dans le secteur grisé de la figure 2.2) ;
- la double commutation a lieu le long du grand côté du triangle, entre les états  $(1, 0, 0)$  et  $(1, 1, -1)$  (à tension de mode commun constante  $v_{\text{mc}}^* = 1$ ).

Les deux commutations isolées (petits côtés du triangle) ne sont pas compensées et génèrent chacune une variation d'une unité sur  $v_{\text{mc}}^*$ .

Les formes d'ondes issues de la séquence précédente sont représentées en figure 2.7 et permettent d'apprécier l'effet combiné du *flat top* et de la double commutation sur la tension de mode commun normalisée. Cette méthode de modulation, laissant volontairement deux fronts de  $v_{\text{mc}}^*$  non compensés par période de découpage, est moins ambitieuse que les stratégies effectuant exclusivement des doubles commutations comme la ZCM. Néanmoins, nous verrons aux chapitres 3 et 4 qu'elle permet de prendre en compte des contraintes importantes en termes d'efficacité des doubles commutations et de gestion des surtensions moteur, grâce à deux degrés de liberté intrinsèques qui sont développés ci-après.

## 2.1.2 Degrés de liberté

La méthode proposée offre deux degrés de liberté qui permettront par la suite de réaliser des optimisations pour satisfaire diverses contraintes. Il s'agit du choix du triangle utilisé et du choix de son sens de parcours.

### 2.1.2.a Choix du triangle

Pour construire le vecteur  $\vec{v}_{\text{ref}}$  de la figure 2.6, le triangle présenté n'est pas le seul qui possède les caractéristiques propres à la nouvelle MLI (*flat top* et une double commutation par période de découpage). En effet, il est possible de trouver deux autres triangles présentant ces mêmes spécificités, et qui sont représentés en figure 2.8a. Ces triangles sont identiques (à symétries et rotations près) mais génèrent des niveaux de tension de mode commun différents. De la même manière pour un autre vecteur référence, la figure 2.8b montre deux triangles disponibles.

Par ailleurs, il est possible, en zone intérieure du diagramme vectoriel, qu'une redondance apparaisse pour un même triangle (obtenu par deux séquences d'états différentes). C'est ainsi le cas du triangle de la figure 2.9, avec les états respectivement cerclés d'un trait plein ou de tirets. Là encore, la différence entre ces triangles consiste en des niveaux différents de  $v_{\text{mc}}^*$ .

Tous les triangles représentés dans les figures 2.8 et 2.9 conviennent pour construire les vecteurs  $\vec{v}_{\text{ref}}$  respectifs. Ce choix est libre et constitue le 1<sup>er</sup> degré de liberté de la nouvelle MLI.

#### ► Lien avec le *flat top*

Une étude théorique montre qu'il existe toujours, soit 2, soit 3 triangles distincts, disponibles pour construire un même vecteur  $\vec{v}_{\text{ref}}$  en fonction de la position de ce dernier. Ce résultat est indiqué dans la deuxième colonne du tableau 2.4. Par ailleurs, si l'on comptabilise également les triangles redondants (comme ceux de la figure 2.9), alors les possibilités augmentent à 5 triangles dans la zone intérieure (troisième colonne du tableau 2.4).

Ces valeurs ne sont pas sans rappeler le nombre de *flat top* possibles synthétisés dans le tableau 2.2. De fait, on peut vérifier qu'il existe une équivalence entre le type de *flat top* choisi et le triangle conforme à la nouvelle MLI respectant ce *flat top*. De plus, il est possible de

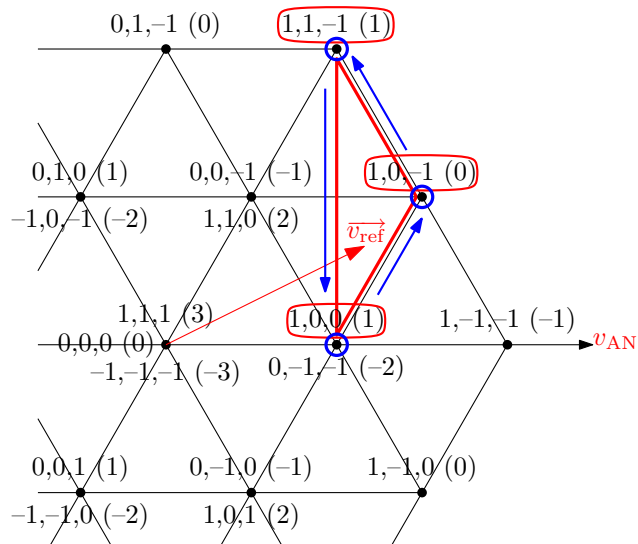


Figure 2.6 – Principe de la MLI proposée dans le diagramme vectoriel.

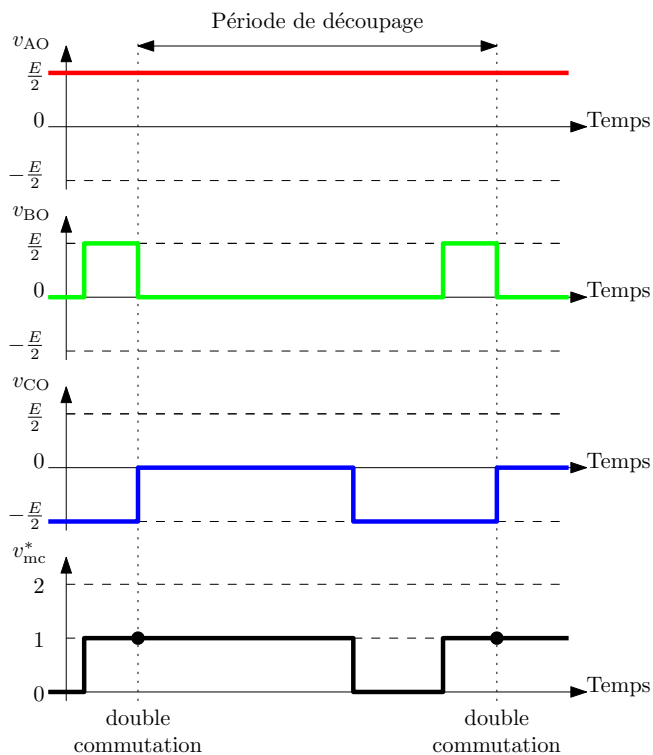


Figure 2.7 – Formes d’ondes générées par la stratégie proposée.

Tableau 2.4 – Nombre de possibilités de choix de triangle en fonction de la position de  $\vec{v}_{ref}$ .

Position de $\vec{v}_{ref}$	Zone intérieure	Zone intermédiaire	Zone extérieure
Nombre de triangles possibles (redondances exclues)	3	3	2
Nombre de triangles possibles (redondances incluses)	5	3	2

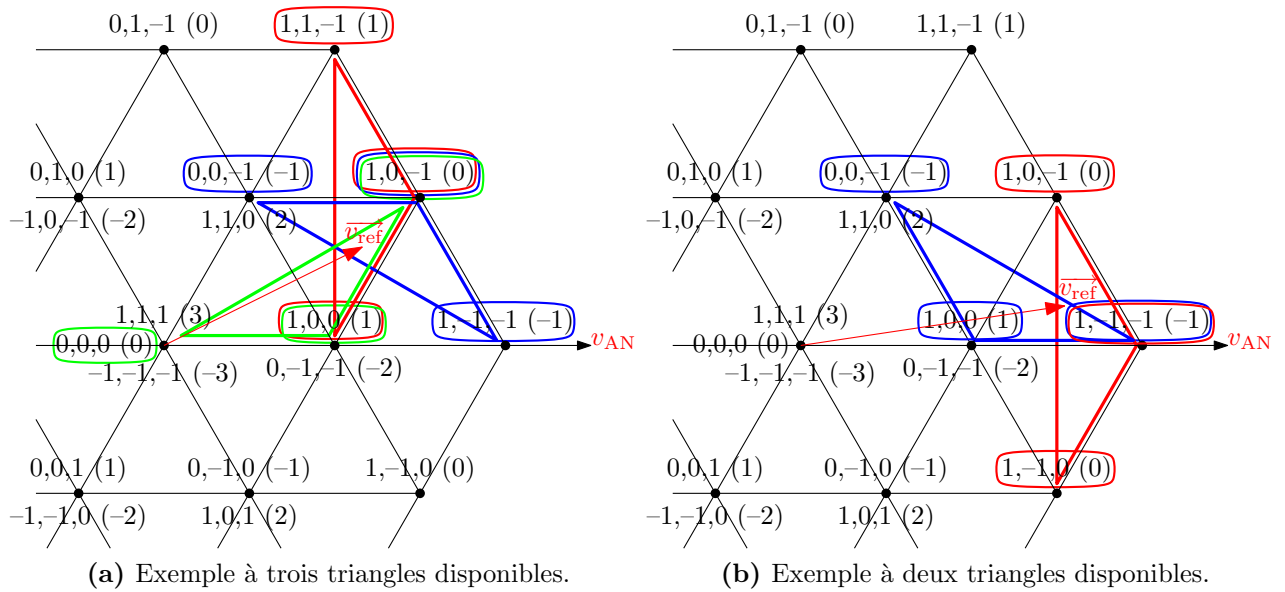


Figure 2.8 – Multiplicité des triangles disponibles pour construire le vecteur référence.

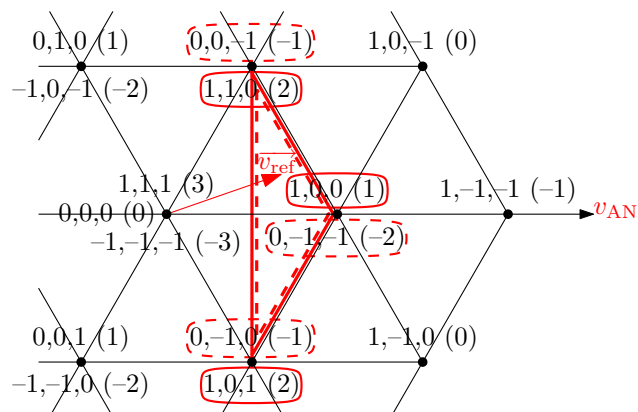


Figure 2.9 – Un même triangle obtenu par deux séquences d'états différentes.

déterminer l'orientation du triangle à partir de la connaissance du bras bloqué, car la double commutation est nécessairement perpendiculaire à l'axe lié à ce bras :

**Bras A bloqué** : le grand côté du triangle est vertical (triangles rouges sur la figure 2.8) ;

**Bras B bloqué** : le grand côté du triangle est oblique et montant (triangle vert) ;

**Bras C bloqué** : le grand côté du triangle est oblique et descendant (triangles bleus).

Lorsqu'un même bras peut être bloqué à deux niveaux différents (en zone intérieure :  $FT-1-max$  et  $FT-0-max$ , ou  $FT-1-int$  et  $FT-0-int$ ), les triangles résultants sont redondants (obtenus à partir de séquences différentes).

Cette équivalence entre le *flat top* choisi et le triangle correspondant sera particulièrement utile pour contrôler le triangle utilisé lors de l'implantation par porteuses de la nouvelle MLI (réalisée plus loin en section 2.2), car le blocage d'un bras à un niveau donné s'effectue de manière simple en imposant la valeur adéquate de la composante homopolaire  $h_{NO}$ .

### 2.1.2.b Choix de sens de parcours

L'exemple de la figure 2.6 a montré un triangle parcouru en sens anti-horaire ( $\odot$ ). Cependant, ce choix était arbitraire et il aurait été parfaitement possible de choisir un sens horaire à la place ( $\ominus$ ). Ce choix est libre et constitue donc le 2<sup>e</sup> degré de liberté de la stratégie.

Une fois le type de *flat top* décidé, l'orientation du triangle et les états le constituant sont figés. Modifier le sens de parcours revient simplement à inverser toutes les transitions effectuées. Nous utiliserons cette propriété dans les chapitres 3 et 4 pour contrôler le comportement des doubles commutations.

### 2.1.3 Généralisation aux onduleurs à $N$ niveaux

Il est intéressant de remarquer que la MLI proposée est généralisable à un nombre quelconque de niveaux. En effet, on peut démontrer que les triangles caractéristiques de cette méthode se retrouvent dans tout le diagramme vectoriel d'un onduleur à  $N$  niveaux (à partir de  $N = 2$ ). La figure 2.10 montre une décomposition de ce diagramme en  $(N - 1)$  couches, ainsi qu'un détail d'une couche  $k$  quelconque faisant apparaître deux types de zones :

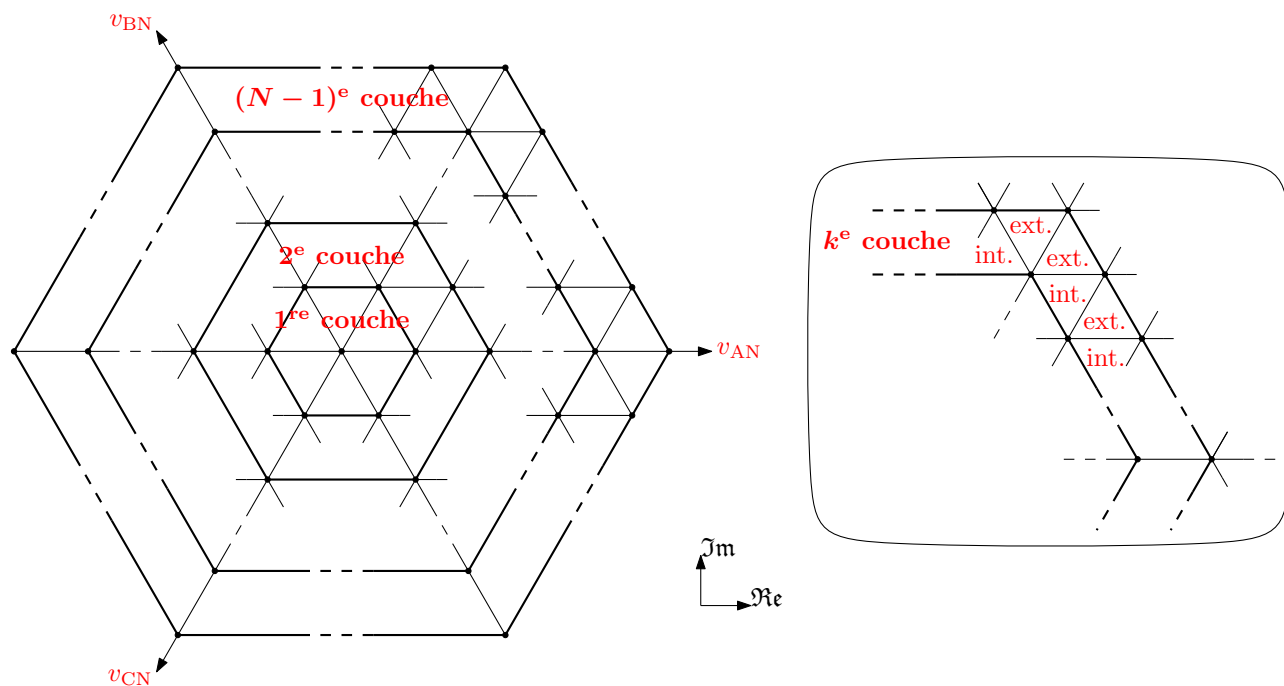
- une zone notée “ext.” regroupant les triangles “extérieurs” (au nombre de  $k$  pour la  $k^e$  couche) ;
- une zone notée “int.” regroupant les triangles “intérieurs” (au nombre de  $k - 1$  pour la  $k^e$  couche).

On peut alors, en suivant un raisonnement géométrique et récursif non détaillé ici, aboutir aux résultats présentés dans le tableau 2.5. Celui-ci donne, pour chaque bras (repéré par son attribut *max*, *int* ou *min* défini en section 2.1.1.a), le nombre de niveaux de blocage possibles<sup>5</sup> pour la  $k^e$  couche (avec  $1 \leq k \leq N - 1$ ) en fonction de la zone.

## 2.2 Modulation par porteuses

Dans un premier temps, la stratégie proposée a été intégralement réalisée par une modulation vectorielle basée sur la sélection des triangles et des sens de parcours afin d'en déduire, par le

<sup>5</sup>Il s'agit donc également du nombre de triangles possibles (redondances incluses).



**Figure 2.10** – Définition vectorielle de zones pour un onduleur à  $N$  niveaux.

**Tableau 2.5** – Dénombrement des *flat top* possibles d'un onduleur à  $N$  niveaux en fonction de la position de  $\vec{v}_{\text{ref}}$ .

<i>Flat top</i>	Zone de la $k^{\text{e}}$ couche	
	int.	ext.
$FT^*-\text{max}$	$N - k$	$N - k$
$FT^*-\text{int}$	$N - k$	$N - k$
$FT^*-\text{min}$	$N - k$	$N - k - 1$



calcul, les durées et successions d'états à appliquer. Ceci a permis de réaliser de premières simulations impliquant une complexité et une durée de calcul difficilement acceptables.

Dans un second temps et afin de faciliter l'implantation et l'exploitation industrielle de la nouvelle commande, un nouveau modulateur a été développé pour obtenir les ordres de commande correspondant à la nouvelle MLI de manière intersective, à l'image des méthodes classiques présentées en section 1.3.2.a. Dans ce but, on modifie les porteuses triangulaires classiques afin d'assurer le contrôle des doubles commutations. On montre ensuite la manière dont les degrés de libertés peuvent être pris en compte dans ce nouveau modulateur.

### 2.2.1 Nouveau modulateur

Contrairement aux stratégies classiques, le modulateur proposé utilise des porteuses en dents de scies afin de synchroniser aisément les doubles commutations sur leurs fronts raides. Pour autant, deux porteuses ne suffisent plus. En effet, lors des doubles commutations, la tension simple d'un bras augmente pendant que celle d'un autre bras diminue afin que leur somme se compense. Or, le résultat de la comparaison entre une porteuse et une modulante lors du front raide dépend de l'orientation de la porteuse, comme l'illustre la figure 2.11 pour une modulante quelconque positive :

- si la porteuse est “montante” (composée de pentes positives discontinues), la tension du bras augmente d'un échelon ;
- si la porteuse est “descendante” (composée de pentes négatives discontinues), la tension du bras baisse d'un échelon.

Le résultat est en outre identique pour une modulante négative.

Afin de pouvoir contrôler les variations de tension des bras, il est donc nécessaire de disposer de porteuses de chaque orientation (une montante et une descendante), à la fois dans la partie positive et négative des modulantes. Quatre porteuses au total sont ainsi requises. Il faut dès lors indiquer au modulateur l'orientation des porteuses auxquelles chaque modulante doit être comparée (porteuses montantes ou descendantes). Cette affectation s'effectue en fonction des bras :

- pour le bras bloqué par le *flat top*, la modulante correspondante ( $h_{AO}$ ,  $h_{BO}$  ou  $h_{CO}$ ) est plafonnée à l'un des seuils  $-1$ ,  $0$  ou  $1$ , si bien que l'orientation des porteuses qui lui sont affectées n'a pas d'importance : ce choix peut être arbitraire ;
- pour les deux autres bras, les orientations de porteuses qui leur sont affectées doivent être opposées pour assurer, lors de leur front raide, une double commutation adéquate.

La figure 2.12 illustre ces principes pour construire le triangle présenté en figure 2.6. Les références  $h_{AN}$ ,  $h_{BN}$  et  $h_{CN}$  sont imposées par  $\vec{v}_{ref}$  et l'on choisit de bloquer le bras A à l'état 1 :

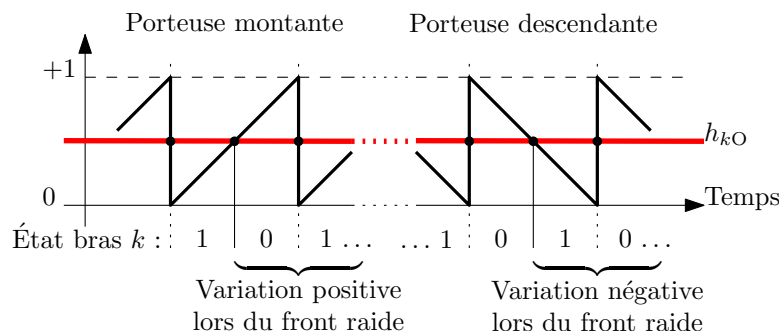


Figure 2.11 – Influence du front raide en fonction de l'orientation d'une porteuse en dents de scie.

les valeurs de  $h_{NO}$ ,  $h_{AO}$ ,  $h_{BO}$  et  $h_{CO}$  se retrouvent donc à l'identique de celles de la figure 1.18 pour un modulateur classique. La différence provient des porteuses :

- la modulante du bras A étant plafonnée à +1, l'orientation affectée à cette modulante est sans incidence : il peut s'agir de celle en trait plein ou en trait mixte (puisque  $h_{AO} > 0$ ) ;
- l'orientation affectée au bras C est montante.  $h_{CO}$  étant négative, elle est comparée avec la porteuse en pointillés ;
- le bras B étant le deuxième bras commutant avec C, l'orientation qui lui est affectée doit être opposée à celle de C, donc descendante.  $h_{BO}$  est ainsi comparée avec la porteuse en trait plein.

De cette manière, la séquence d'états générée correspond bien au triangle de la figure 2.6, parcouru en sens anti-horaire. La double commutation a lieu lors du front raide, où la tension du bras B subit une variation négative ( $1 \rightarrow 0$ ) tandis que celle du bras C subit une variation positive ( $-1 \rightarrow 0$ ).

## 2.2.2 Contrôle des degrés de liberté

Le modulateur développé permet de générer les triangles caractérisant la nouvelle MLI mais également de contrôler entièrement ses deux degrés de liberté.

### 2.2.2.a Contrôle du triangle choisi

Le choix parmi les différents triangles possibles s'effectue par le choix de la composante homopolaire. En effet, on a vu, d'une part, que le choix adéquat de  $h_{NO}$  permet de réaliser le *flat top* (section 1.3.2.a), et d'autre part, que le *flat top* appliqué détermine le triangle utilisé par la nouvelle MLI (section 2.1.2.a). Ainsi en reprenant l'exemple de la figure 2.12, on peut construire une autre séquence comme celle du triangle vert de la figure 2.8a. Pour cela et compte tenu de son orientation, il suffit de choisir  $h_{NO} = -h_{BN}$  afin de bloquer le bras B à l'état 0, comme le montre la figure 2.13a.

Puisqu'à tout moment, plusieurs possibilités de *flat top* sont réalisables (entre deux et cinq selon le tableau 2.2), il est nécessaire de procéder à une sélection de celui qui sera retenu. Dans la pratique, ces possibilités seront triées selon certains *critères extérieurs* qui permettront de classer les "candidats" de manière à déterminer le choix le plus judicieux. Les critères utilisés pourront dépendre des contraintes prioritaires en termes, par exemple, d'efficacité de réduction des courants de mode commun, de limitation des surtensions moteurs, ou encore de régulation du bus continu. Ces différentes possibilités seront étudiées dans les chapitres de la deuxième partie afin d'optimiser la modulation proposée.

### 2.2.2.b Contrôle du sens de parcours

Le sens de parcours d'un triangle donné est contrôlé via les affectations des orientations de porteuses. En effet, dans l'exemple de la figure 2.12, le choix de porteuses montantes affectées au bras C a été effectué pour permettre une rotation anti-horaire des états utilisés, conformément à la figure 2.6. Pour parcourir ce triangle en sens horaire, il suffirait d'affecter des porteuses montantes au bras C, auquel cas le bras B se verrait nécessairement affecter des porteuses descendantes (pour assurer la double commutation). La figure 2.13b montre cette autre possibilité, où  $h_{CO}$  est comparée à la porteuse en tirets et  $h_{BO}$  à celle en trait mixte.

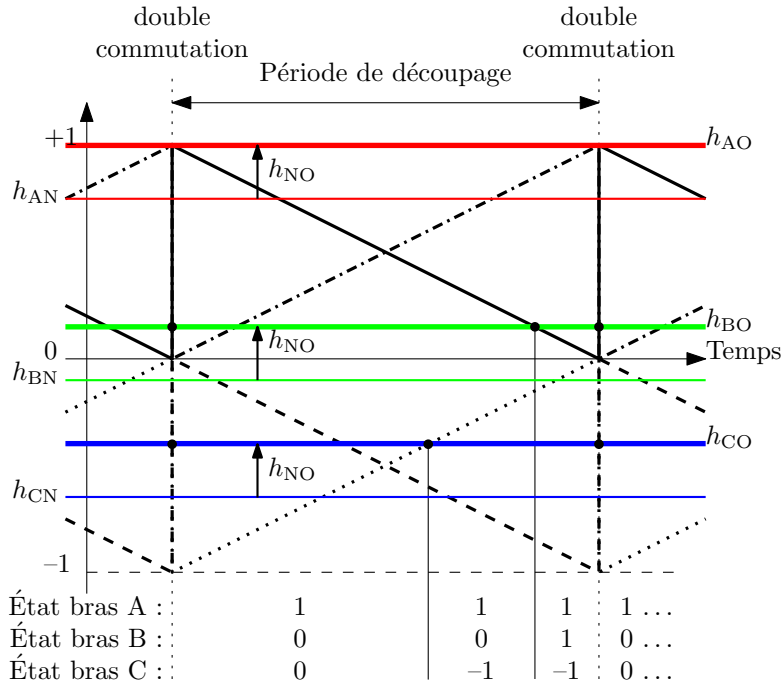


Figure 2.12 – Modulation par porteuses de la stratégie proposée.

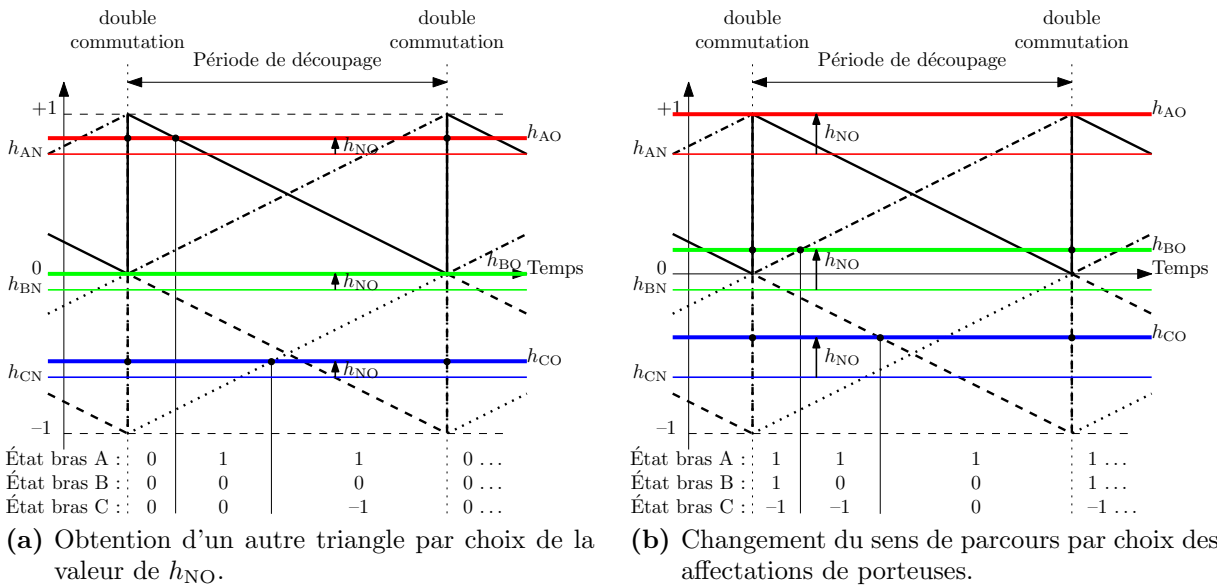


Figure 2.13 – Contrôle des degrés de liberté par le nouveau modulateur.

Comme annoncé, la séquence d'état est ainsi inversée : intervertir les orientations de porteuses affectées aux modulantes revient donc à modifier le sens de parcours du triangle.

Une fois le triangle (donc le *flat top*) choisi, un moyen simple pour affecter les orientations de porteuses se base sur les observations suivantes :

- la modulante du bras bloqué est plafonnée à 1, 0 ou  $-1$ . Sa valeur absolue vaut donc 0 ou 1 ;
- en valeur absolue, la modulante correspondant au bras bloqué est donc soit la plus petite (0), soit la plus grande (1) ;
- par conséquent, le bras correspondant à la modulante intermédiaire en valeur absolue n'est pas bloqué.

Or, on a vu qu'il est nécessaire d'affecter des porteuses d'orientation contraire aux deux bras qui commutent. Une possibilité simple consiste alors à choisir une orientation particulière<sup>6</sup> pour le bras dont la modulante est intermédiaire en valeur absolue (car on sait que ce bras commute) et d'appliquer l'orientation contraire aux deux autres bras (dont le bras bloqué, pour lequel l'orientation n'a pas d'importance). Ainsi, il suffit de décider l'orientation associée à un seul bras. Modifier cette orientation permet alors d'inverser le sens de parcours du triangle. Dans la pratique, ce choix pourra répondre à un critère quelconque dicté par les contraintes que l'on aura à satisfaire. Là encore, les chapitres suivants feront usage de cette possibilité pour optimiser la méthode.

### 2.2.2.c Synoptique du modulateur

Alors que les modulateurs classiques n'utilisent qu'une grandeur de réglage (le choix de  $h_{NO}$ ), ce nouveau modulateur permet de synthétiser la MLI proposée en contrôlant ses degrés de liberté grâce à deux entrées distinctes : le choix de la composante homopolaire  $h_{NO}$  et celui des affectations de porteuses. Ces choix sont préférentiellement effectués en vue de répondre à un certain nombre de critères extérieurs qui seront développés par la suite. Le synoptique de la figure 2.14 montre la prise en compte de ces divers aspects dans le processus de commande.

## 2.3 Évaluation de la méthode

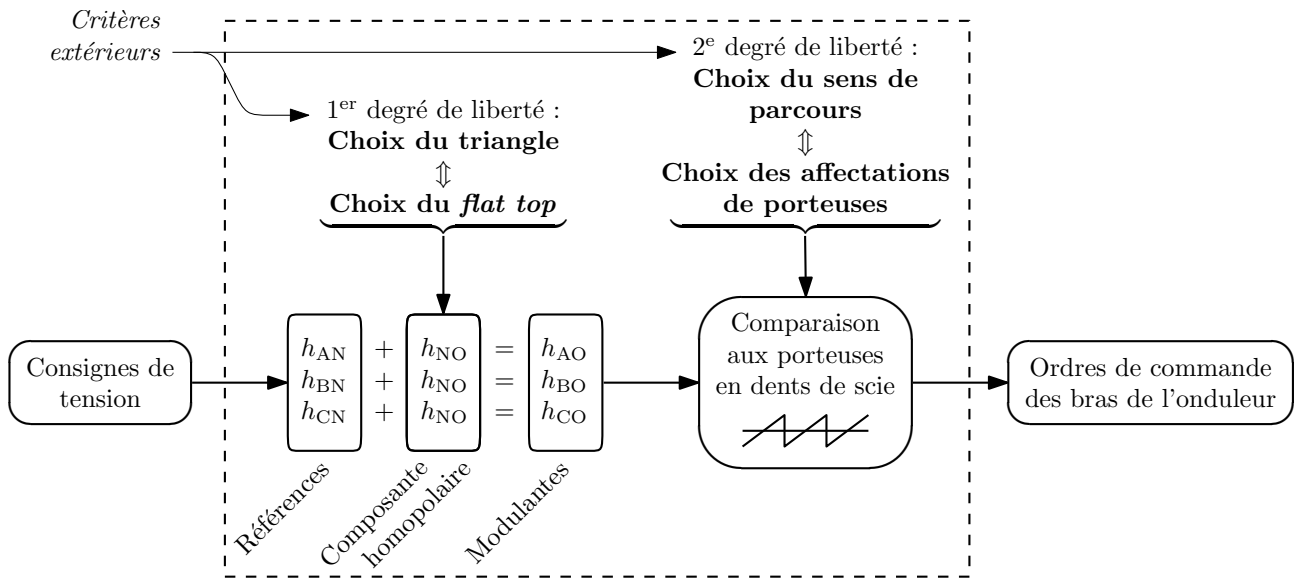
On évalue ici les performances de la stratégie proposée en fonction des divers critères présentés dans la section 1.3.2.c. Cette étude montre que la solution retenue offre de meilleures performances en termes de réduction du courant de mode commun par rapport aux stratégies classiques, en contrepartie d'une baisse de qualité du contenu harmonique basse fréquence des tensions délivrées au moteur. Toutefois, cette perte de performances reste raisonnable notamment grâce au gain naturellement effectué par l'utilisation de la structure à trois niveaux.

### 2.3.1 Stratégies comparées

Afin de situer les performances de la méthode proposée, différentes stratégies ont été sélectionnées en vue d'une comparaison suivant les critères retenus. Toutes ces méthodes sont explicitées plus en détails dans l'annexe B. Au total, cinq stratégies sont abordées :

---

<sup>6</sup>Le choix judicieux de cette orientation sera défini plus tard en fonction des différentes contraintes que l'on aura à satisfaire.



**Figure 2.14** – Synoptique de génération des ordres de commande des bras à partir des consignes de tension.

**MLI centrée en deux niveaux** : c'est une stratégie sans *flat top* particulièrement répandue pour l'onduleur à deux niveaux ;

**MLI centrée en trois niveaux** : il s'agit d'appliquer exactement la même commande de composante homopolaire que pour la MLI centrée en deux niveaux, mais appliquée à un onduleur NPC à l'aide de deux porteuses triangulaires en phase ;

**Flat top classique en trois niveaux** : compte tenu de l'infinité de possibilités de réalisation d'une stratégie *flat top* et du peu de formalisation dans la littérature pour l'onduleur NPC, nous avons choisi une méthode simple représentative de l'utilisation du *flat top*. Cette MLI est également obtenue à partir de porteuses triangulaires en phase ;

**Nouvelle MLI** : on utilise le modulateur à porteuses en dents de scie présenté dans la section précédente. Cette méthode appliquant le *flat top*, la composante homopolaire utilisée est choisie à l'identique de la MLI précédente ;

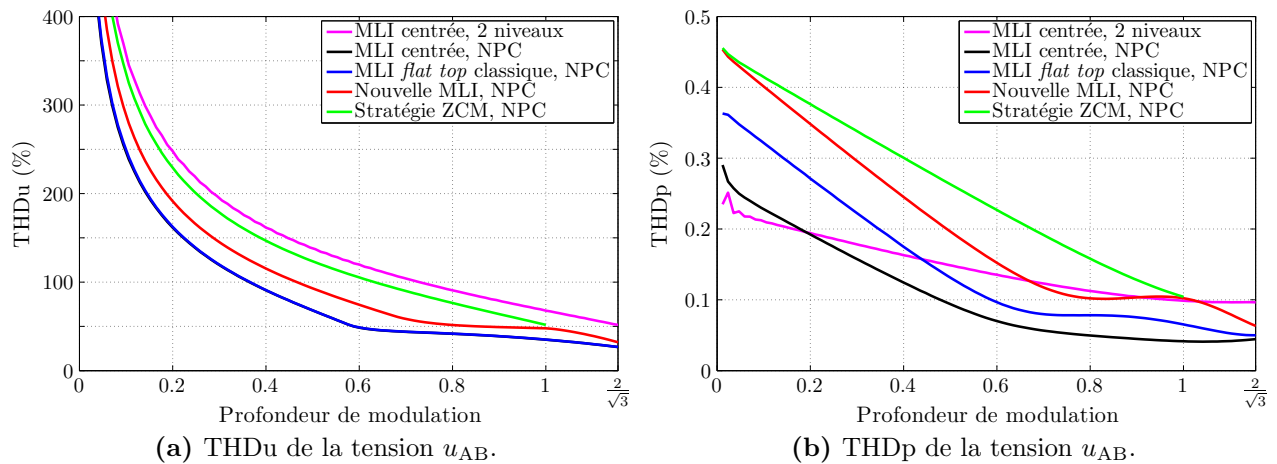
**Stratégie ZCM** : cette méthode, évoquée en 2.1.1.b, est représentative des stratégies visant à réduire les courants HF pour les onduleurs à trois niveaux.

Ces stratégies sont implantées en simulation sous le logiciel MATLAB SIMULINK<sup>®</sup> en utilisant les modulateurs par porteuses adéquats pour chacune d'elles, et en considérant dans un premier temps des formes d'ondes de commutations idéales (échelons de tension). Dans tous les cas, on travaille sur une période d'alimentation  $T = 20$  ms (fréquence électrique  $f = 50$  Hz au stator de la machine) et à une fréquence de découpage  $f_{\text{dec}} = 20$  kHz (la période de découpage vaut donc  $T_{\text{dec}} = 50$   $\mu$ s) ; le bus continu est fixé à  $E = 300$  V. Ces conditions seront également celles utilisées lors des premiers essais expérimentaux.

## 2.3.2 Revue des différents critères

### 2.3.2.a Qualité de tension

On évalue ici la qualité des tensions composées délivrées par l'onduleur sur toute la plage de profondeurs de modulation ( $0 \leq r \leq \frac{2}{\sqrt{3}}$ ) grâce aux taux de distorsion harmoniques définis en section 1.3.2.c.



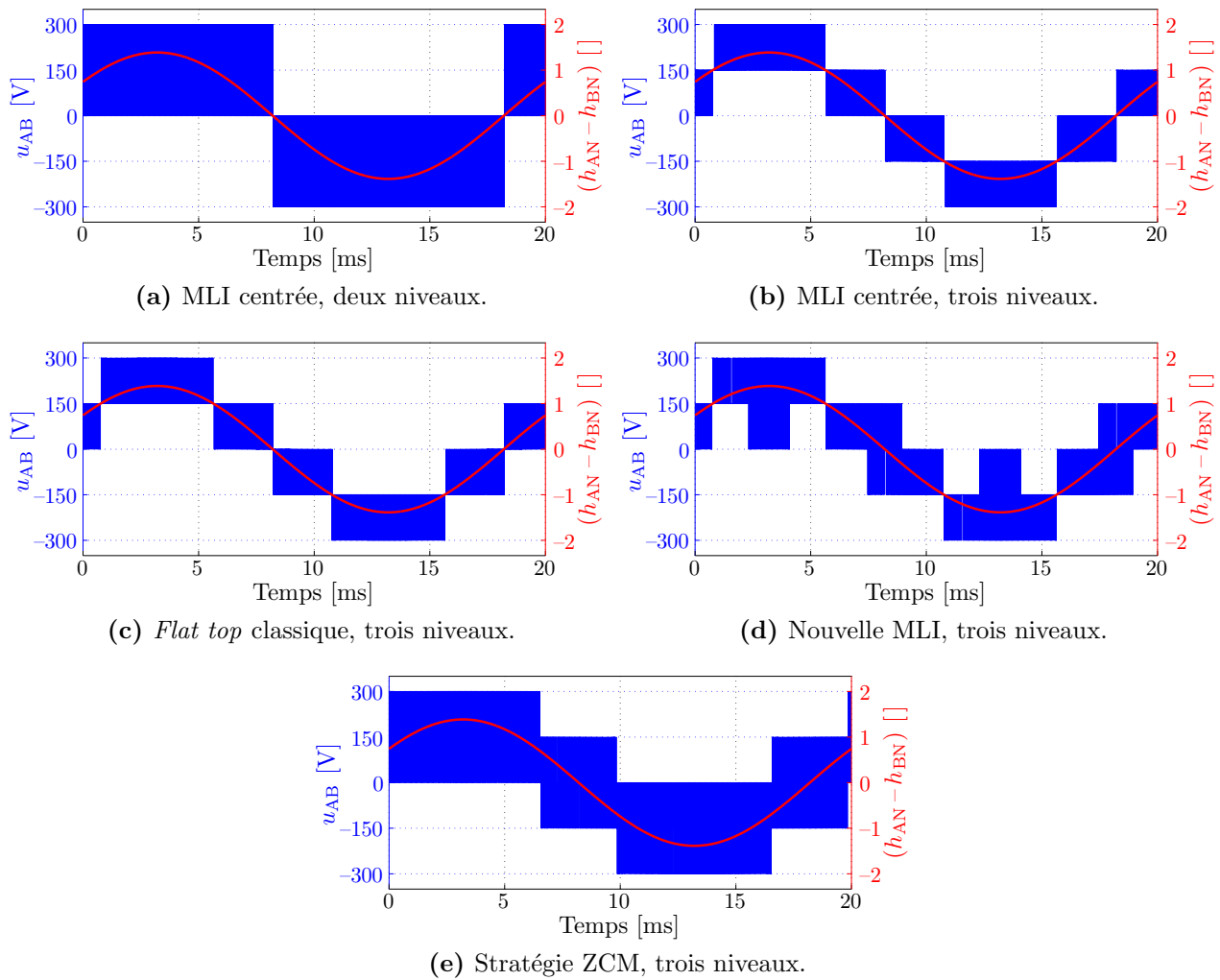
**Figure 2.15** – Taux de distorsion harmonique pour différentes stratégies.

L’analyse du THDu généré (figure 2.15a) montre que les stratégies classiques à porteuses triangulaires sur l’onduleur à trois niveaux donnent les tensions de meilleure qualité. À l’inverse, la modulation réalisée sur l’onduleur classique à deux niveaux génère le plus d’harmoniques, car les triangles utilisés pour construire le vecteur référence sont quatre fois plus grands que dans le cas du NPC. La stratégie ZCM, utilisant des triangles trois fois plus grands que les modulations classiques et se rapprochant vectoriellement de l’onduleur à deux niveaux, génère également davantage d’harmoniques de tension. La nouvelle MLI<sup>7</sup> se situe entre les stratégies classiques en trois niveaux et la ZCM. En effet, les triangles utilisés possèdent la même surface que les plus petits triangles équilatéraux, mais leur forme ne permet pas d’obtenir les meilleures performances. L’utilisation de la nouvelle MLI se traduit donc par un compromis entre la qualité des formes d’ondes apportées au moteur et la capacité à réduire les perturbations de mode commun, tout en bénéficiant des performances naturellement apportées par l’utilisation d’un onduleur à trois niveaux. L’allure des tensions composées délivrées par l’onduleur corrobore ce résultat comme le montre la figure 2.16 pour le cas particulier d’une profondeur de modulation  $r = 0,8$  : le THDu est d’autant meilleur que la tension découpée suit la modulante avec un minimum d’excursion.

En ce qui concerne le THDp, les résultats sont similaires à l’exception des MLI centrées en deux et trois niveaux. En effet, le taux de distorsion pondéré traduisant la présence d’harmoniques de courant, ces méthodes sont plus performantes selon ce critère car elles répartissent équitablement les états redondants au cours de la période de découpage, augmentant la fréquence apparente des courants et réduisant leur ondulation. À l’inverse, les stratégies réalisant moins de commutations (*flat top*) ou parcourant les triangles selon une séquence circulaire (MLI proposée, ZCM implantée de cette manière) sont moins performantes selon ce critère.

Cet aspect constitue donc une dégradation liée à l’utilisation de la MLI proposée par rapport aux stratégies classiques. Cette dégradation reste néanmoins modérée par rapport aux stratégies de type “deux niveaux”, en particulier pour les applications de variation de vitesse car les machines électriques sont fortement inductives et lissent donc naturellement le courant sans qu’il soit nécessaire d’ajouter des éléments de filtrage.

<sup>7</sup>Il s’agit du cas particulier d’application de la méthode proposée répondant aux choix expliqués en annexe B.4. D’autres choix mèneraient à une allure légèrement différente de cette courbe, celle-ci étant simplement un “candidat représentatif” des taux de distorsion atteints par la nouvelle MLI et de son comportement intermédiaire entre les stratégies deux et trois niveaux.



**Figure 2.16** – Allures des tensions composées des différentes stratégies sur une période complète d'alimentation ( $r = 0,8$ ).

### 2.3.2.b Pertes par commutation

On effectue ici une analyse qualitative permettant de situer la nouvelle MLI du point de vue du rendement de la structure, dépendant principalement des pertes par commutation. Celles-ci sont liées au nombre de commutations réalisées à chaque période de découpage, aux durées de commutation ainsi qu’aux niveaux de tension et courant commutés.

L’onduleur à trois niveaux, effectuant ses commutations sous une tension deux fois inférieure à celle d’un onduleur à deux niveaux, permet donc de réduire ces pertes (au prix toutefois d’une augmentation des pertes par conduction). La stratégie MLI appliquée joue également un rôle important sur les pertes par commutation. En effet, une stratégie de type *flat top* effectue quatre commutations par période de découpage au lieu de six, réduisant d’autant ces pertes : ces stratégies (dont fait partie la MLI proposée) engendrent donc moins de pertes que la MLI centrée, par exemple.

Il est en outre possible, en choisissant judicieusement le bras bloqué, d’optimiser la réduction des pertes par commutations en évitant les commutations du bras transportant le courant le plus grand (cette idée a été développée au laboratoire dans le cas d’une structure NPC [Del06]). Cependant, les contraintes qui seront appliquées à la nouvelle MLI au chapitre 3 ne permettront pas d’optimiser les pertes de cette manière.

### 2.3.2.c Exploitation de la tension du bus continu

La capacité à délivrer une tension de grande amplitude au moteur est particulièrement appréciée en variation de vitesse. En ce sens, toutes les stratégies permettant la surmodulation (jusqu’à  $r = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1,15$ ) exploitent au mieux la tension du bus continu et peuvent appliquer une tension entre phase valant  $E$  sur la période de découpage. La MLI proposée permet également d’obtenir ces performances car les triangles spécifiques qu’elle utilise couvrent intégralement le diagramme vectoriel (comme le montre l’exemple d’application de l’annexe B.4).

En revanche, la stratégie ZCM est limitée à la profondeur de modulation  $r = 1$ . De la même manière, les stratégies visant à empêcher toute variation de la tension de mode commun (autorisant éventuellement un changement ponctuel de couche équipotentielle sur la figure 2.5) ne peuvent pas atteindre la profondeur maximale<sup>8</sup>.

### 2.3.2.d Réduction des PEM

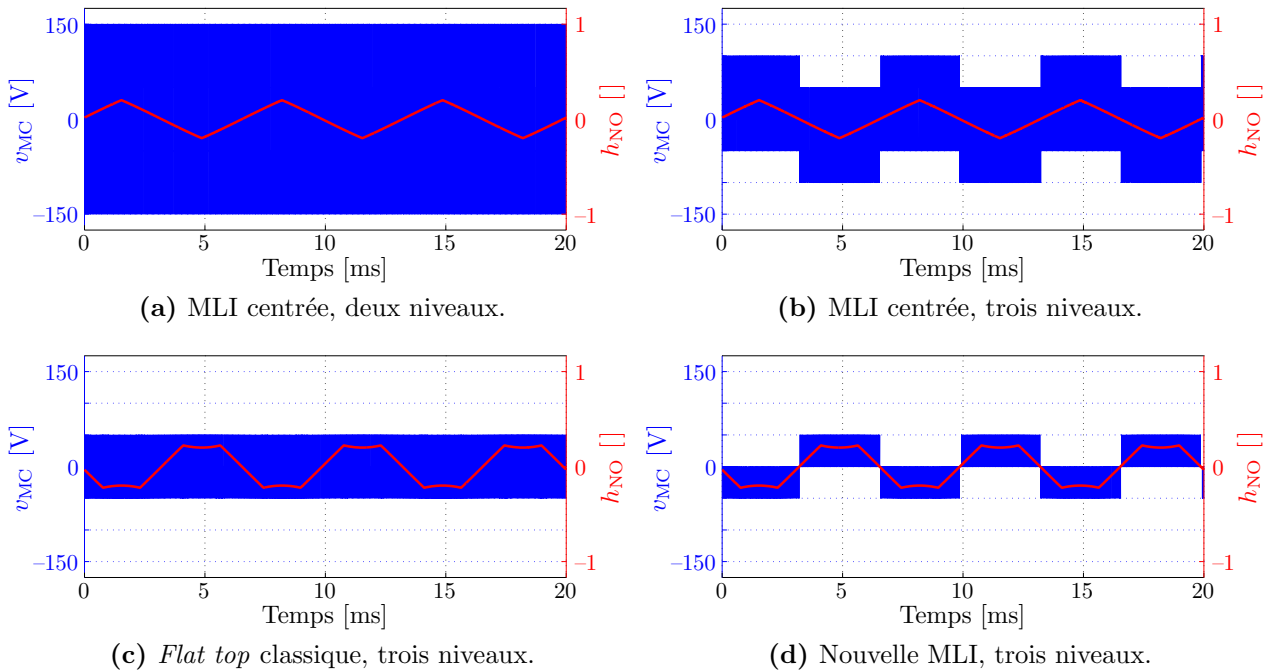
#### ► Courant de mode commun

Le courant de mode commun circulant dans le dispositif est dû aux variations de la tension de mode commun, dont la MLI proposée réduit le nombre grâce au *flat top* et aux doubles commutations. Des résultats de simulation sous MATLAB® sont observables en figure 2.17 à l’échelle de la période d’alimentation du moteur ainsi qu’en figure 2.18 sur une échelle locale de quelques millisecondes permettant d’apprécier l’évolution des grandeurs au cours de chaque période de découpage.

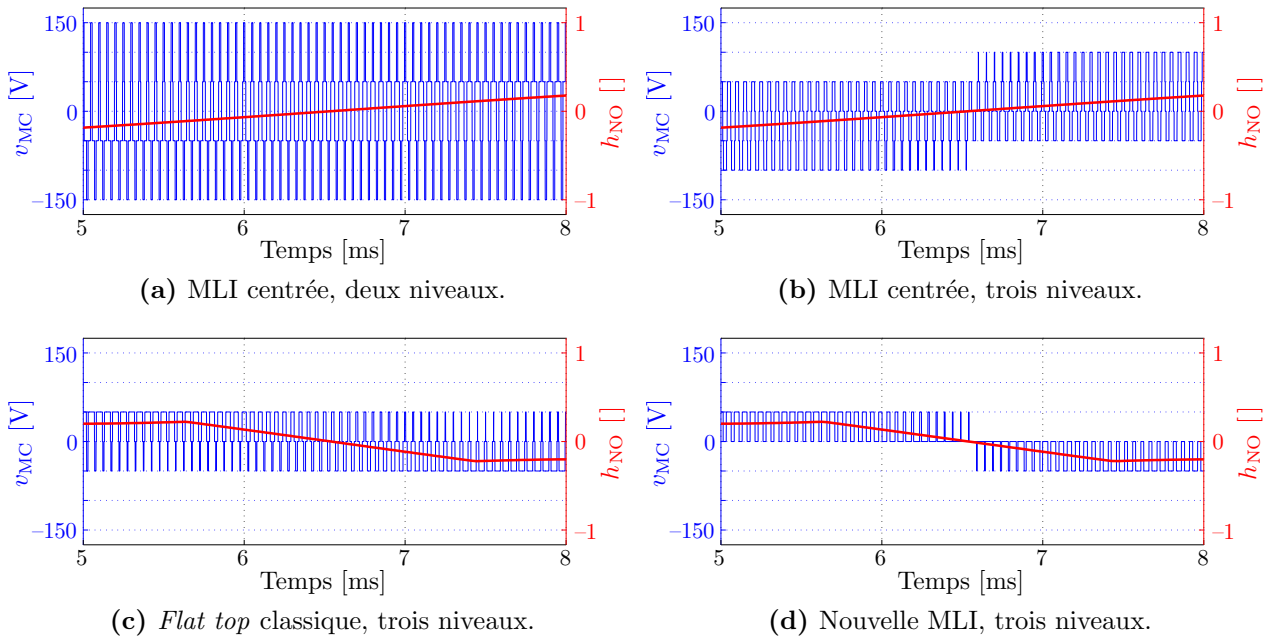
Ces résultats confirment la réduction en amplitude des fronts de tension de mode commun entre l’onduleur classique et l’onduleur NPC, ainsi que leur réduction en nombre par l’utilisation

<sup>8</sup>Le maximum théorique, obtenu en traçant le plus grand cercle inscrit dans les polygones de la figure, ne vaut que  $\frac{2}{3}\sqrt{\frac{7}{3}} \approx 1,02$ .





**Figure 2.17** – Formes d’onde de la tension de mode commun générée par différentes stratégies.



**Figure 2.18** – Formes d’onde locales de la tension de mode commun.

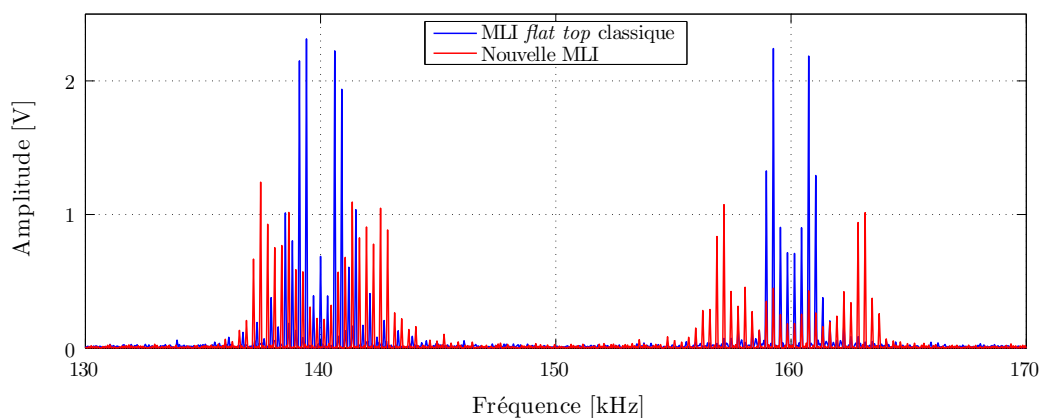
du *flat top*. Enfin, on observe l'action bénéfique de la nouvelle MLI qui divise encore par deux le nombre de fronts de  $v_{mc}$  par rapport au *flat top* classique. La stratégie ZCM n'est pas représentée sur ces figures car pour une telle simulation utilisant des commutations idéalisées, la tension de mode commun résultante se trouve rigoureusement nulle. Nous verrons cependant au chapitre suivant que ce résultat idéal n'est pas évident en pratique.

La comparaison entre le *flat top* classique et la nouvelle MLI est également appuyée par la figure 2.19, qui représente une partie du spectre de la tension de mode commun générée par ces stratégies (toujours pour  $f_{dec} = 20$  kHz). Cet exemple montre deux familles d'harmoniques situées autour de 150 kHz (début de la bande de fréquences pour les normes conduites). On peut remarquer que les raies de la nouvelle MLI sont effectivement plus basses que celles de la stratégie classique, et que ses familles d'harmoniques sont plus denses, répartissant les raies sur davantage de fréquences. Cet aspect bénéfique est déjà recherché, par exemple, par les modulations à fréquence de découpage aléatoire (section 1.2.4.b).

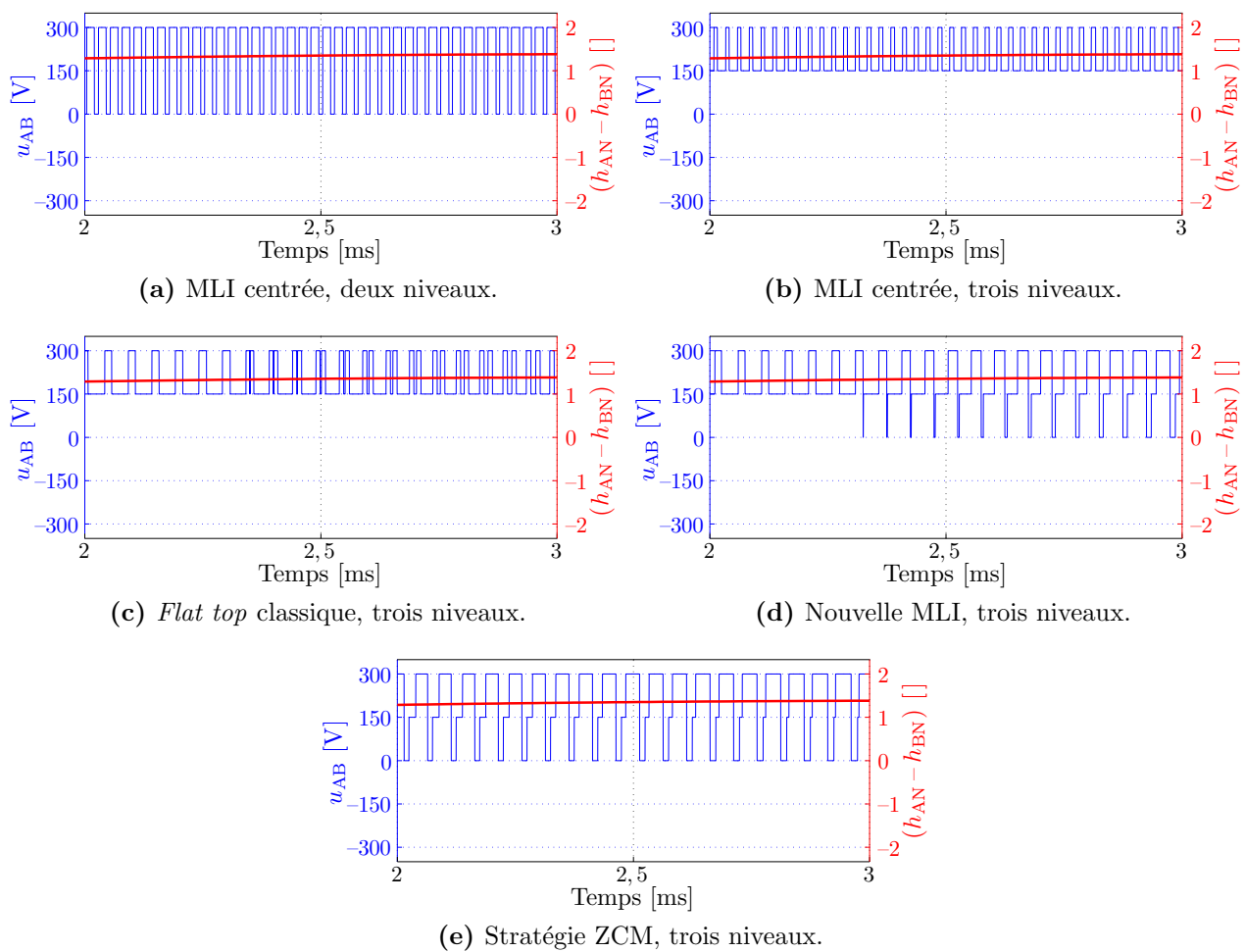
### ► Surtensions moteur

Les surtensions moteur sont générées suite aux fronts apparaissant sur les tensions de mode différentiel. Ainsi, la figure 2.20 montre l'allure de la tension composée  $u_{AB}$  générée par les stratégies étudiées, sur une échelle de temps plus petite que la figure 2.16 afin d'observer les évolutions au sein de la période de découpage. Alors que l'onduleur à deux niveaux effectue des paliers de tension dont l'amplitude est égale à la tension du bus continu, les stratégies classiques en trois niveaux réduisent ces paliers dans un facteur deux. En revanche, les stratégies utilisant des doubles commutations pour améliorer la tension de mode commun (nouvelle MLI et ZCM), bien qu'appliquées à l'onduleur NPC, génèrent des variations équivalentes à celles de l'onduleur à deux niveaux.

Cette constatation montre que la nouvelle MLI risque d'avoir un effet négatif sur les surtensions moteur. Cependant, on peut remarquer sur la figure 2.20d que ces variations accrues ne sont pas systématiques : la nouvelle MLI effectuant aussi des commutations isolées, ses conséquences sur les surtension moteurs dépendent de divers paramètres et notamment de l'utilisation des degrés de libertés. Ainsi, nous verrons au chapitre 4 qu'il est possible de contrôler les niveaux de surtension atteints par cette modulation.



**Figure 2.19** – Exemple de deux familles d'harmoniques de la tension de mode commun générées par l'onduleur NPC.



**Figure 2.20** – Allures locales des tensions composées des différentes stratégies ( $r = 0,8$ ).

### 2.3.2.e Équilibrage du bus continu

Le dernier critère étudié est la capacité à assurer l'équilibrage du bus continu afin d'en éviter les dérives du point milieu. Ce problème ne concerne que l'onduleur NPC. Nous avons vu en section 1.3.2.b que les modulations intersectives assurent cette fonction par action sur la composante homopolaire.

Dans le cas de la nouvelle MLI, la composante homopolaire est liée au choix du triangle (premier degré de liberté). Si ce degré de liberté est déjà exploité pour satisfaire un ou plusieurs autres critères, alors les possibilités d'équilibrage du bus continu par ce biais sont nécessairement réduites. De fait, nous utiliserons la composante homopolaire dans les chapitres 3 et 4 afin de satisfaire des contraintes importantes pour l'efficacité de la réduction des courants de mode commun et pour la limitation des surtensions moteurs. Par conséquent, la capacité de régulation du bus continu devra faire l'objet d'un compromis entre les diverses contraintes. Nous verrons au chapitre 5 que la régulation reste possible, dans des limites qui seront caractérisées.

La stratégie ZCM, enfin, ne permet pas d'assurer la régulation du bus continu car la composante homopolaire qui lui est associée n'est pas réglable ( $h_{NO}=0$ ). Ainsi, les auteurs proposent l'utilisation d'un convertisseur auxiliaire pour assurer cette fonction [vJ02].

## 2.4 Aspect expérimental

On présente ici le matériel avec lequel nous avons implanté et testé expérimentalement la stratégie proposée. Les différents montages qui ont été réalisés durant la thèse sont décrits, et l'on précise les conditions de mesure des perturbations associées à ces essais.

### 2.4.1 Matériel utilisé

#### 2.4.1.a Carte de commande

Pour la partie commande de l'onduleur NPC, nous avons utilisé un processeur de signal numérique (DSP) de marque *Texas Instruments* (TMS320F2812). Celui-ci comprend deux modules indépendants pouvant chacun réaliser une MLI triphasée par comparaison d'une porteuse (triangulaire ou en dents de scie) avec trois modulantes. En synchronisant ces deux modules entre eux, il permet donc de réaliser la modulation intersective d'un onduleur à trois niveaux en confiant la partie positive (porteuse supérieure) au premier module et la partie négative (porteuse inférieure) au second. De plus, il dispose de registres permettant d'agir en temps réel sur les signaux logiques issus des comparaisons modulantes-porteuses. Cette fonctionnalité nous a permis d'émuler les quatre porteuses nécessaires à la nouvelle modulation en créant deux porteuses virtuelles à partir des deux porteuses réelles (il suffit pour cela de compléter la modulante entre 0 et 1 ainsi que le signal logique issu de sa comparaison avec la porteuse). L'actualisation des registres correspondant aux modulantes s'effectue de manière classique sur les sommets des porteuses, qui correspondent dans notre cas aux fronts raides<sup>9</sup> (donc au moment des doubles commutations, une fois par période de découpage).

Le DSP communique avec un ordinateur sous le logiciel CODE COMPOSER STUDIO<sup>®</sup>, dans lequel la programmation s'effectue en C. La fréquence de découpage est fixée à 20 kHz (des essais

<sup>9</sup>Le modèle utilisé pour les simulations inclut un échantillonnage des références permettant de retranscrire ce comportement.

à 6 kHz et 16 kHz ont également été réalisés). La carte de commande (figure 2.21a) comprend également les entrées des capteurs (tensions  $u_{c1}$  et  $u_{c2}$  du bus continu et courants  $i_A$ ,  $i_B$  et  $i_C$  des phases de sortie d'onduleur) et les sorties vers les drivers des IGBTs. Elle est alimentée en +15 V, -15 V à l'aide d'alimentations continues séparées.

### 2.4.1.b Onduleur NPC

On dispose de deux maquettes d'onduleur NPC de puissance 20 kVA. La première (figure 2.21b) est assemblée par *Arcel* et comprend des IGBTs de marque *Eupec* (BSM75GB60DLC) contrôlés par des *drivers* *Arcel* (ARCAL2106). La seconde (figure 2.21c) est construite par *Semikron* avec des IGBTs (SKM75{GB|GAL|GAR}063D) et des *drivers* (SKHI22B) de la marque. Elles sont toutes deux issues d'un précédent contrat entre le *L2EP* et *Schneider Electric* pour une étude sur un onduleur NPC à quatre bras. On utilise donc ces maquettes en fonctionnement trois bras, le quatrième ne commutant pas.

On observe une différence notable de construction des deux onduleurs. En effet, la maquette *Semikron* est monolithique et présente un assemblage homogène entre les différents *drivers* et modules IGBT de chaque bras. En revanche, la maquette *Arcel* est de construction plus hétérogène avec notamment des longueurs de câble très variables entre les *drivers* et les IGBTs. Or, les formes d'ondes des commutations sont importantes pour l'étude des courants HF, et l'on verra au chapitre 3 que l'homogénéité de ces formes d'ondes entre différents bras sera particulièrement appréciée. Cela favorise donc l'utilisation de l'onduleur *Semikron*. Cependant, on verra en section 3.2.2.c que les *drivers* *Arcel* sont davantage adaptés à la stratégie de modulation proposée. Nous avons donc utilisé la maquette *Arcel* dans un premier temps, puis l'onduleur *Semikron* équipé de *drivers* *Arcel* dans un second temps.

### 2.4.1.c Charge

L'onduleur alimente une machine asynchrone standard 380 V de 3 kW. Les essais sont effectués à vide, conformément aux conditions des tests réalisés chez *STIE* pour les mesures normatives des courants HF.

Entre l'onduleur et la machine, deux types de câble ont été utilisés :

**câble court** : de longueur 1,5 m, non blindé. Aucune surtension n'apparaît aux bornes du moteur due à l'utilisation de ce câble. Cette configuration est donc utilisée uniquement pour les mesures de courants HF ;

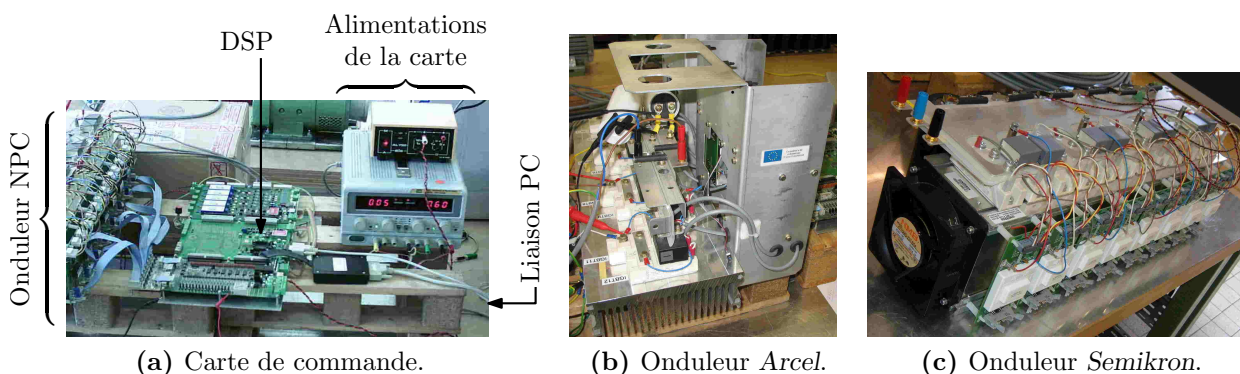


Figure 2.21 – Matériel expérimental.

**câble long** : de longueur 37,5 m ou 50 m, blindé. Dans ce cas les surtensions observées aux bornes du moteur sont maximales : on utilise cette configuration pour évaluer l'impact des stratégies implantées sur les surtensions moteurs. L'influence sur les courants HF est toutefois mesurée également.

Ces câbles comprennent quatre conducteurs (les trois phases et la terre), et le blindage du câble long est connecté au conducteur de terre à ses deux extrémités. Il en résulte une réduction des émissions rayonnées par le câble mais une augmentation des capacités parasites à la terre.

#### 2.4.1.d Source

L'onduleur est alimenté directement par une alimentation stabilisée sur le bus continu. La tension principalement utilisée vaut 300 V<sup>10</sup> et les derniers essais sont réalisés sous 600 V. Une configuration obtenue à partir d'un réseau 127/220 V triphasé redressé par un pont à diodes a également été réalisée lors d'essais sur câble long. Les différents montages expérimentaux sont expliqués plus loin en section 2.4.2.

Un RSIL monophasé (ou triphasé pour la configuration avec pont redresseur) est systématiquement placé entre la source et le reste du montage afin de confiner et mesurer les courants HF.

Suivant les cas, un filtre CEM est également intercalé entre le RSIL et le reste du montage. La présence du filtre est nécessaire dès lors que les courants circulant dans le RSIL entraînent une puissance dissipée dans ses résistances 50  $\Omega$  supérieure à leur valeur admissible (c'est notamment le cas lorsqu'un câble long est utilisé car celui-ci ajoute des capacités parasites à la terre, et donc accroît le courant de mode commun).

## 2.4.2 Montages utilisés et métrologie

Différentes configurations ont été réalisées pour caractériser les performances de la stratégie proposée. En effet, les contraintes expérimentales qui se sont présentées au cours de la thèse nous ont conduit à faire évoluer le montage pour répondre au mieux à nos besoins.

### 2.4.2.a Montage de référence

Le montage initial est présenté sur la figure 2.22, dans laquelle les connexions de terre de différents éléments sont tracées en rouge. Le filtre CEM est facultatif sous la tension d'alimentation de 300 V en cas de câble court. Cependant, la présence d'un câble long ou d'une tension supérieure accroît le courant de mode commun (respectivement par augmentation de la valeur des capacités parasites et de la source de perturbation), ce qui peut se traduire par une puissance dissipée trop importante dans les résistances du RSIL : dans ces conditions, le filtre CEM est nécessaire. Les divers éléments du montage sont surélevés par rapport au plan de masse à l'aide de cales en bois de 11 cm de hauteur.

---

<sup>10</sup>La fréquence d'alimentation du moteur est alors ramenée de 50 Hz à 25 Hz pour en assurer un fluxage correct.

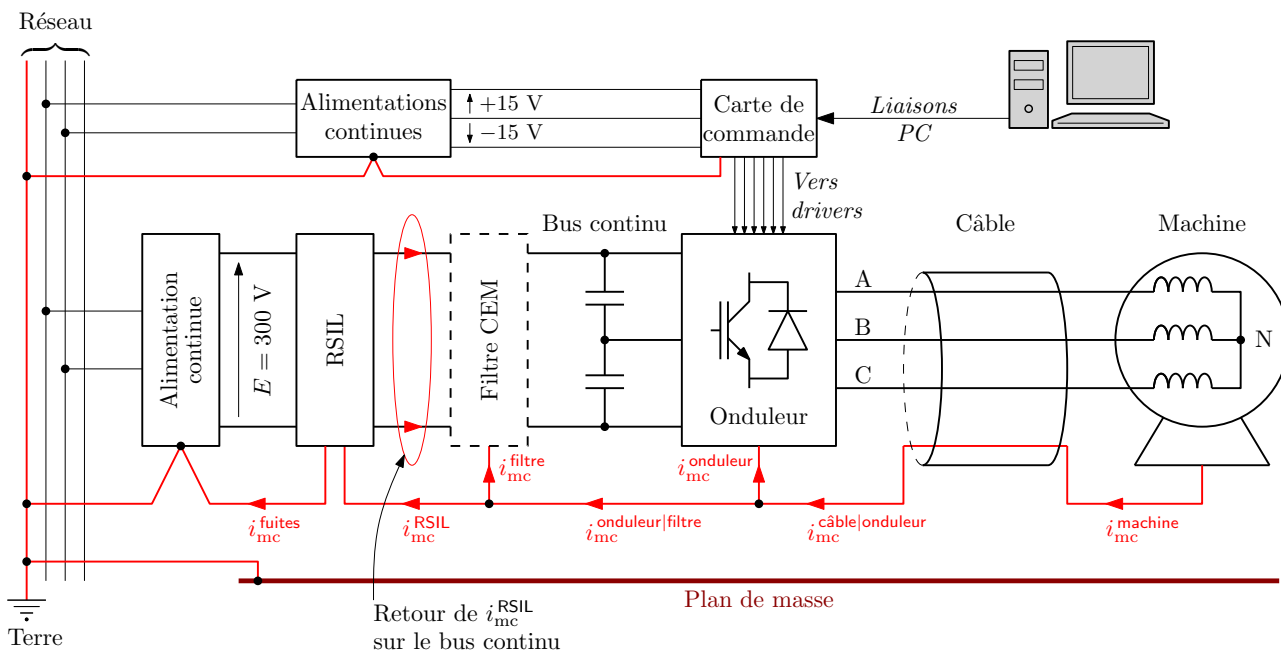


Figure 2.22 – Montage initial alimenté par une source continue de 300 V.

### 2.4.2.b Métrologie

#### ► Principe

Compte tenu des connexions à la terre des différents éléments, le chemin de mode commun est composé de plusieurs boucles qui augmentent d'autant les endroits de mesure possibles du courant de mode commun. On définit donc les points de mesure pertinents pour notre étude :

- les mesures normatives s'effectuent au niveau du RSIL. En dehors de la mesure des tensions aux bornes de ses résistances (figure 1.2), l'observation à l'aide d'une sonde de courant doit donc s'effectuer à l'endroit noté  $i_{mc}^{RSIL}$  sur la figure 2.22 ;
- une caractérisation possible du courant circulant dans le moteur (et dont une partie passe au travers de ses roulements, source de détérioration) peut s'effectuer par mesure de la valeur efficace de  $i_{mc}^{machine}$ , éventuellement accompagnée d'un relevé fréquentiel de ce même courant.

Les analyses fréquentielles ont d'abord été réalisées par un analyseur de spectre en mode "max hold" (permettant de relever l'enveloppe maximale des spectres obtenus sur plusieurs balayages de la bande de fréquence), puis par un récepteur de mesure permettant l'utilisation des détecteurs crête, quasi-crête et moyen évoqués en section 1.1.1.a. Ces mesures sont effectuées dans la bande de fréquence de 150 kHz à 30 MHz, avec un pas linéaire (analyseur de spectre) ou logarithmique (récepteur de mesure).

La valeur efficace du courant de mode commun est mesurée sur toute la période d'alimentation du moteur à l'aide de l'oscilloscope, en veillant à conserver une fréquence d'échantillonnage suffisante au regard des oscillations HF du courant. Au besoin, plusieurs mesures sont effectuées sur une largeur temporelle réduite pour en extraire statistiquement la valeur recherchée (le carré de la valeur efficace est déduit de la moyenne des carrés des valeurs relevées).

On peut également préciser les ordres de grandeur relatifs des différents courants recensés sur la figure 2.22 en fonction de la configuration du montage :

- le courant  $i_{mc}^{onduleur}$  circulant dans les capacités parasites des IGBTs est normalement faible devant le courant  $i_{mc}^{cable|onduleur}$  en provenance de l'ensemble câble-machine ;



- en cas de câble long, le courant  $i_{mc}^{\text{câble|onduleur}}$  est prépondérant devant  $i_{mc}^{\text{machine}}$  du fait des capacités parasites ajoutées par le câble. Ces valeurs sont égales si le câble est court ;
- si le filtre CEM est présent, le courant  $i_{mc}^{\text{RSIL}}$  est très faible devant  $i_{mc}^{\text{onduleur|filtre}}$  (c'est le rôle du filtre). Ces valeurs sont égales en cas d'absence du filtre ;
- le courant  $i_{mc}^{\text{fuites}}$  est normalement nul car  $i_{mc}^{\text{RSIL}}$  doit se reboucler via le RSIL et se retrouver intégralement sur les deux fils du bus continu.

Ce dernier point, garant du confinement des perturbations et donc de la qualité et de la répétabilité des mesures, est source de complications et impose des limitations au montage dans les situations que l'on détaille à présent.

### ► Limitations

On a pu constater que le retour supposé de  $i_{mc}^{\text{RSIL}}$  sur le bus continu ne correspondait pas au courant mesuré dans le fil de terre, notamment lorsque le filtre CEM est présent. Cela s'explique aisément par l'association de deux facteurs :

- le filtre CEM présente par nature une forte impédance de mode commun du côté du RSIL pour former un frein à l'établissement de ce courant ;
- les alimentations de la carte de commande sont connectées directement sur le réseau, créant un chemin de propagation indésirable du courant de mode commun.

Le courant  $i_{mc}^{\text{RSIL}}$  (et notamment ses composantes fréquentielles élevées) circule donc vers le réseau via  $i_{mc}^{\text{fuites}}$  et se reboucle par les alimentations de la carte de commande et les *drivers* des IGBTs, ce comportement étant favorisé par la présence du filtre CEM.

Le simple ajout de matériaux magnétiques en mode commun sur les câbles d'alimentation de la carte de commande s'est avéré insuffisant pour résoudre ce problème. Lorsqu'un filtre CEM est utilisé, le montage présenté en figure 2.22 ne permet donc pas de mesurer  $i_{mc}^{\text{RSIL}}$  avec confiance. Cela limite les configurations possibles de mesure de ce courant à un câble court entre l'onduleur et la machine (la tension de bus doit également rester limitée à 300 V). Pour réaliser des mesures fiables à la fois en câble court et en câble long, **on a choisi de remplacer la mesure de  $i_{mc}^{\text{RSIL}}$  par celle de  $i_{mc}^{\text{onduleur|filtre}}$** . En effet, le courant à cet endroit est "abondant" car il circule dans les capacités à la terre du filtre CEM (faible impédance), et cette solution est convenable<sup>11</sup> dans l'optique de mesures comparatives du courant généré par différentes stratégies de modulation. À la différence de  $i_{mc}^{\text{RSIL}}$ , ce courant présentera des oscillations de fréquence inférieure (du fait de la valeur des capacités du filtre) et de faible amortissement (ne passant plus par les résistances du RSIL).

Remarquons également que la connexion entre le PC (connecté au réseau) et la carte de commande de l'onduleur (via les ports série et parallèle) constitue un autre chemin de propagation indésirable du courant de mode commun. Il en va de même pour toute prise de mesure impliquant un contact direct entre l'appareil de mesure et un quelconque point du montage (c'est le cas, par exemple, de la synchronisation de notre oscilloscope sur la carte de commande). Lors des mesures fréquentielles, il est donc important de prendre les précautions suivantes pour éviter l'établissement de ces chemins : fonctionnement autonome du DSP sans liaison au PC et utilisation uniquement d'une sonde de courant, ne perturbant pas le montage.

#### 2.4.2.c Évolutions du montage

La première évolution apportée au montage pour pouvoir utiliser un câble long a été de remplacer l'alimentation continue de 300 V par un redresseur à diodes connecté au réseau

<sup>11</sup>Une caractérisation fréquentielle de la fonction de transfert du filtre CEM fermé par le RSIL pourrait permettre de revenir au courant  $i_{mc}^{\text{RSIL}}$  théoriquement observable sur un montage parfait.



(figure 2.23a). Cela permet, en abaissant la tension entre phases autour de 220 V, de connecter les alimentations de la carte de commande entre le filtre CEM et le redresseur. De cette manière, le chemin de mode commun indésirable identifié dans le montage de référence est supprimé et l'on doit retrouver  $i_{mc}^{RSIL}$  sur les phases d'entrée du redresseur tout en protégeant le RSIL. Néanmoins, trois inconvénients se présentent :

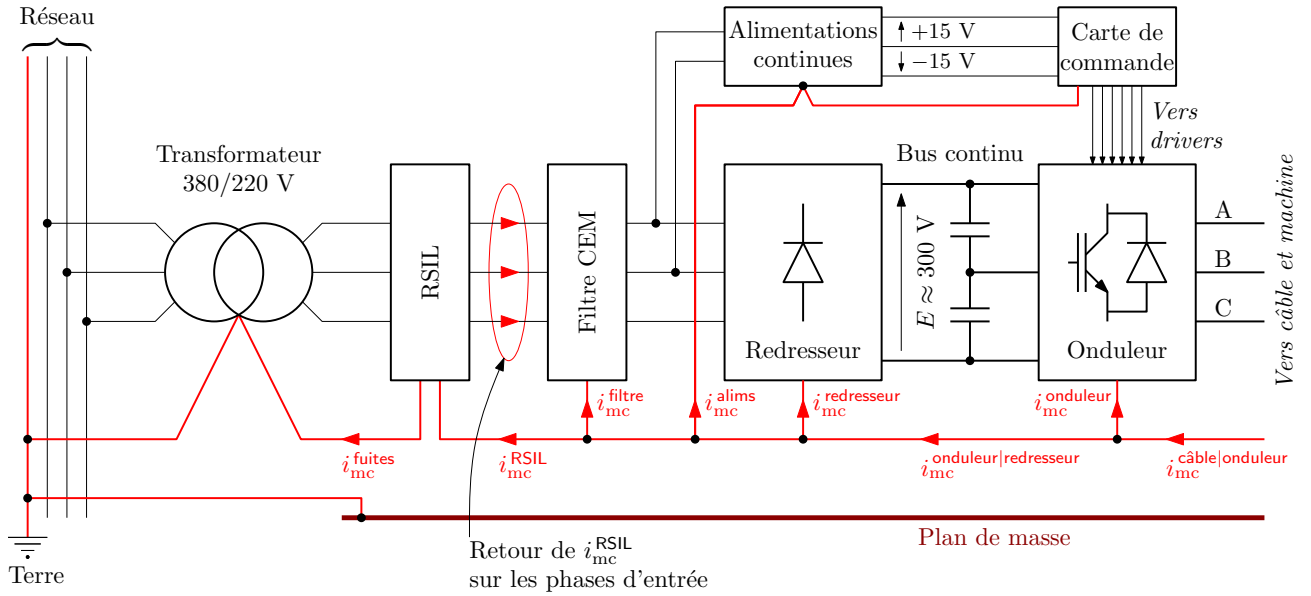
- le filtre CEM triphasé utilisé (provenant de *STIE*) est d'une efficacité telle que le courant  $i_{mc}^{RSIL}$  mesuré est extrêmement faible. Cela rend les mesures par sonde de courant plus sensibles au bruit et augmente la part de ce courant susceptible de se reboucler par couplage capacitif parasite entre le plan de masse et les autres éléments du montage (radiateur de l'onduleur et masse de la carte de commande). Ce dernier point s'est présenté comme seule explication justifiant un désaccord entre  $i_{mc}^{RSIL}$  mesuré sur le fil et terre et le courant revenant en mode commun sur les phases d'entrée du redresseur (en particulier au delà de 10 MHz). En conséquence, nous avons à nouveau choisi de relever le courant  $i_{mc}^{filtre}$  au lieu de  $i_{mc}^{RSIL}$  ;
- l'utilisation du redresseur à diode apporte une perturbation très basse fréquence gênant l'observation temporelle des signaux. En effet, un glissement de fréquence se produit entre les périodes de conduction des diodes et la fréquence d'alimentation du moteur délivrée par l'onduleur ;
- la tension entre phases de 220 V en entrée du redresseur, nécessaire pour les alimentations de la carte de commande, empêche la montée en tension du bus continu.

Ces inconvénients nous ont finalement conduits à reconsidérer le montage pour revenir à la solution d'une alimentation continue stabilisée, qui permet d'isoler le comportement de l'onduleur seul.

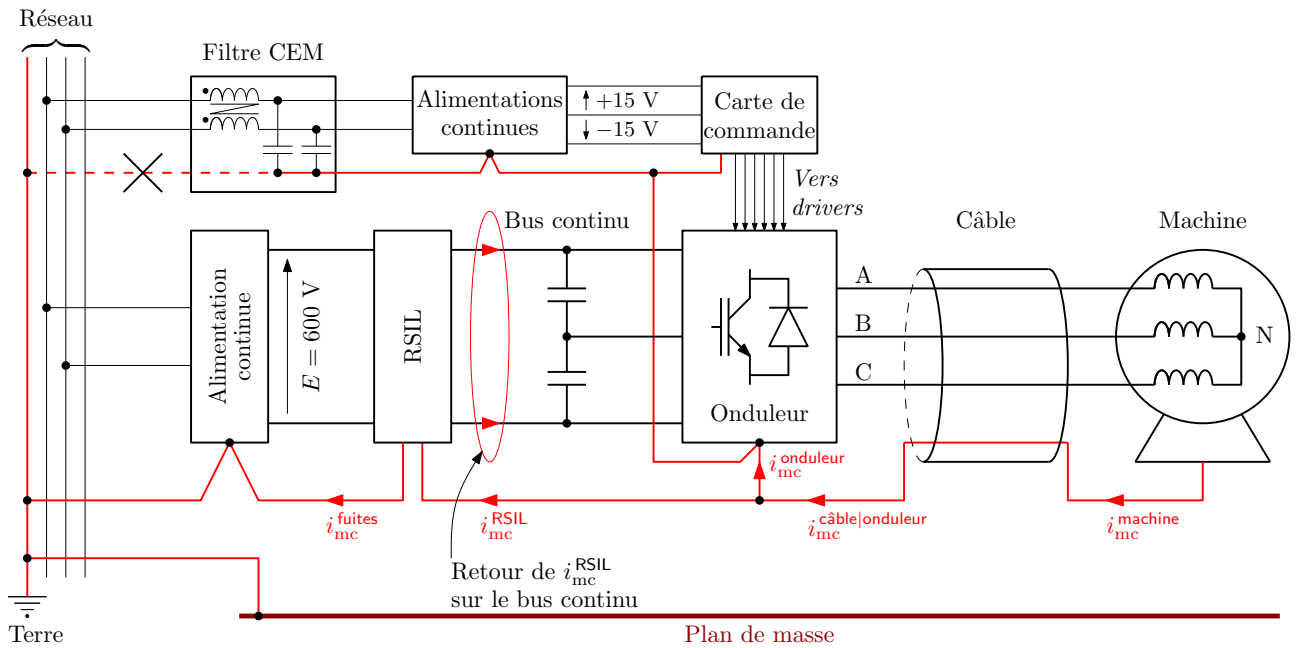
La figure 2.23b montre la configuration retenue pour les derniers essais expérimentaux. Le filtre CEM monophasé est déplacé à l'entrée des alimentations de la carte de commande afin de les isoler efficacement en mode commun. Il est alors nécessaire de supprimer la connexion de terre existant normalement entre le filtre et le réseau. Pour apporter néanmoins une terre à la carte et à ses alimentations, celle-ci est prise sur le radiateur de l'onduleur (donc sans retour indésirable par le réseau). Afin de limiter les couplages capacitifs avec le plan de masse, les éléments sur cale sont également rehaussés (22 cm). Par ailleurs, on applique à présent la tension nominale de fonctionnement de 600 V. Enfin, le RSIL n'étant plus protégé par le filtre CEM, ses résistances de 50  $\Omega$  sont remplacées pour supporter davantage de puissance. La figure 2.24 montre une vue d'ensemble de ce montage, utilisant l'onduleur NPC construit par *Semikron*.

Cette configuration est suffisante pour les essais sur câble court et permet de mesurer  $i_{mc}^{RSIL}$  avec confiance (sans rebouclage parasite). En effet, en supposant que les résistances de 50  $\Omega$  du RSIL sont toutes deux parcourues par la moitié du courant de mode commun (pas de rebouclage parasite du courant et répartition symétrique dans les résistances en l'absence de mode différentiel) et sachant qu'un atténuateur de 10 dB est placé entre la résistance de mesure du RSIL et l'entrée de l'analyseur de spectre, le courant de mode commun mesuré (en  $\text{dB}\mu\text{A}$ ) et la tension RSIL (en  $\text{dB}\mu\text{V}$ ) devraient être égales à la constante près :  $20 \times \log\left(\frac{\sqrt{10}}{25}\right)$ . Dans le cas d'une MLI *flat top* classique, la figure 2.25 montre les deux grandeurs en décalant de cette valeur l'axe du courant (ordonnées de droite) par rapport à celui de la tension. Nos hypothèses sont confirmées par la très bonne corrélation de ces deux courbes (les écarts observés au delà de 7 MHz sont dûs à un courant de mode différentiel, qui peut provenir d'une dissymétrie entre les deux phases du montage<sup>12</sup>). Par conséquent, l'analyse au récepteur de mesure à partir

<sup>12</sup>Le courant  $i_{mc}^{RSIL}$  se retrouvant bien sur le bus continu, c'est alors une situation classique de transformation du mode commun en mode différentiel.



(a) Alimentation par le réseau triphasé redressé.



(b) Alimentation par source continue 600 V.

**Figure 2.23** – Évolutions du montage de référence pour limiter les couplages parasites par les alimentations de la carte de commande.



Figure 2.24 – Vue d'ensemble du montage final.

des tensions relevées sur le RSIL devient également possible. Enfin, la figure 2.25 montre les mesures issues des trois détecteurs évoqués en section 1.1.1.a afin d'apprécier leurs écarts de niveau respectifs.

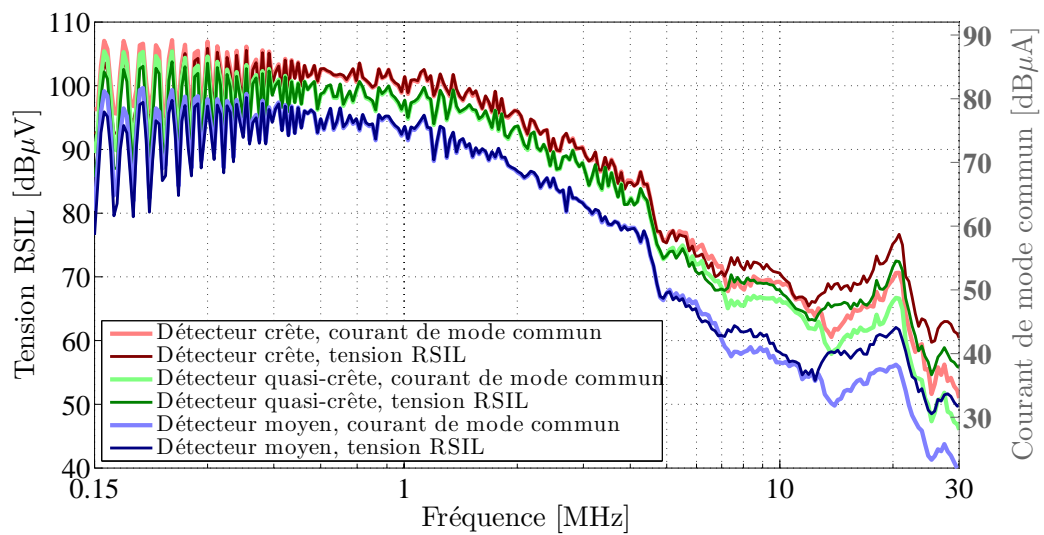
## 2.5 Conclusion du deuxième chapitre

Ce chapitre présente une nouvelle stratégie MLI visant à réduire les perturbations de mode commun générées par un onduleur à trois niveaux. Elle se base sur l'utilisation conjointe du *flat top* et des doubles commutations afin de réduire les variations de la tension de mode commun à deux transitions par période de découpage, au lieu de quatre ou six pour les stratégies classiques. Bien qu'appliquée à l'onduleur NPC, cette stratégie est généralisable à un nombre quelconque de niveaux.

La nouvelle MLI se caractérise par des triangles de modulation spécifiques dans le diagramme vectoriel et offre deux degrés de liberté indépendants permettant de contrôler l'agencement exact des états qui les composent. En vue de faciliter l'implantation expérimentale de la méthode, un nouveau modulateur utilisant des porteuses en dents de scie imbriquées est proposé. Il dispose de moyens d'action simples permettant de contrôler les deux degrés de liberté.

La stratégie proposée est comparée aux modulations existantes et se présente comme un compromis entre l'amélioration apportée sur les perturbations de mode commun et la qualité de la tension délivrée à la charge, ses performances restant intéressantes par rapport aux modulations de type deux niveaux. Le dispositif expérimental utilisé dans les essais ultérieurs pour valider sa capacité à réduire les perturbations conduites est également présenté.

La deuxième partie de ce rapport se consacre à l'étude plus détaillée des phénomènes réels entrant en jeu dans la modulation et à leur prise en compte en vue d'optimiser l'efficacité de la stratégie sous divers aspects.



**Figure 2.25** – Spectres de la tension RSIL et du courant  $i_{mc}^{RSIL}$  obtenu par les détecteurs crête, quasi-crête et moyen du récepteur de mesure.



# Deuxième partie

## Optimisation de la méthode

---

Chapitre 3 – Maximisation des performances de mode commun	77
Chapitre 4 – Limitation des surtensions	109
Chapitre 5 – Prise en compte de la régulation du bus continu	145

---



# Chapitre 3

## Maximisation des performances de mode commun

### Sommaire

---

<b>3.1</b>	<b>Analyse approfondie des commutations</b>	<b>78</b>
3.1.1	La chaîne de commutation	78
3.1.1.a	Élimination des courtes impulsions	78
3.1.1.b	Introduction du temps mort	79
3.1.1.c	Aléas de propagation	81
3.1.1.d	Influence du courant commuté	81
3.1.2	Modélisation des phénomènes	82
3.1.2.a	Modèle fin des commutations	82
3.1.2.b	Validation du modèle	86
<b>3.2</b>	<b>Adaptation de la nouvelle MLI aux contraintes du système</b>	<b>88</b>
3.2.1	Conséquences des phénomènes réels sur la MLI proposée	88
3.2.1.a	Influence des types de commutation	88
3.2.1.b	Influence des aléas de propagation	90
3.2.1.c	Influence de l'élimination des faibles impulsions	92
3.2.2	Solutions apportées	92
3.2.2.a	Respect de la contrainte de synchronisme des doubles commutations	92
3.2.2.b	Respect de la contrainte de symétrie des formes d'onde	94
3.2.2.c	Homogénéisation des durées de propagation	95
<b>3.3</b>	<b>Résultats expérimentaux</b>	<b>97</b>
3.3.1	Aspect temporel	98
3.3.1.a	Observation des commutations	98
3.3.1.b	Influence de la nouvelle MLI à l'échelle de la période de découpage	100
3.3.1.c	Valeur efficace	101
3.3.2	Aspect fréquentiel	103
3.3.2.a	Analyse du courant de mode commun	103
3.3.2.b	Mesures sur le RSIL	103
3.3.2.c	Influence sur les émissions rayonnées.	105
<b>3.4</b>	<b>Conclusion du troisième chapitre</b>	<b>105</b>

---



ON DISPOSE d'une nouvelle stratégie MLI qui réduit théoriquement le nombre de variations de la tension de mode commun de six à deux par période de découpage. On s'intéresse à présent à la prise en compte des contraintes réelles du système en analysant l'enchaînement des phénomènes se produisant entre l'ordre logique de commande issu de la comparaison modulante-porteuse et le front de tension ayant finalement lieu en sortie d'onduleur. Ces phénomènes sont modélisés afin de permettre une simulation réaliste qui puisse être fiable dans la bande de fréquence étudiée.

Nous verrons que ces phénomènes influencent grandement l'efficacité de la MLI proposée en termes de réduction du courant de mode commun. En particulier, les temps morts et types de commutations mis en jeu lors des doubles commutations sont des éléments très sensibles pour le bon fonctionnement de la méthode.

On dégage alors des règles à satisfaire afin de maximiser les performances de mode commun de la nouvelle MLI, et l'on propose en conséquence une utilisation adéquate des degrés de liberté offerts par la stratégie. Le bien-fondé de cette analyse est vérifié par des validations expérimentales des méthodes de commandes ainsi développées.

## 3.1 Analyse approfondie des commutations

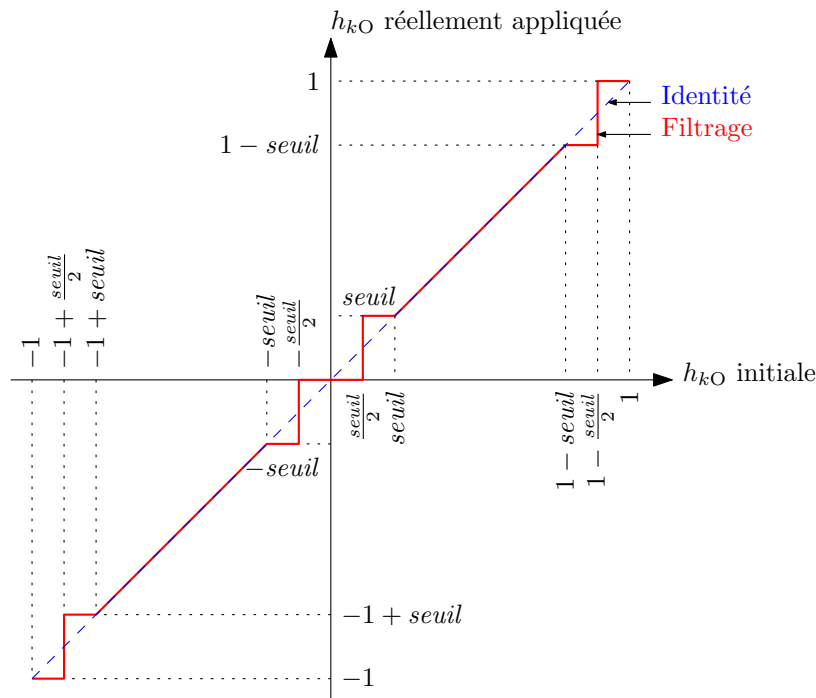
Lors d'un croisement entre une modulante et la porteuse qui lui est affectée, un signal logique est généré afin de commander la commutation du bras correspondant. Cependant, divers phénomènes surviennent dans cette chaîne, entre la commande idéale et la commutation effective du bras. On détaille ici ces phénomènes ainsi que leur modélisation sous MATLAB SIMULINK®.

### 3.1.1 La chaîne de commutation

#### 3.1.1.a Élimination des courtes impulsions

Le signal logique initial est susceptible de contenir des impulsions jugées trop courtes ( $\llcorner\llcorner$  ou  $\lrcorner\lrcorner$ ). En effet, il n'est pas souhaitable qu'un IGBT commandé à un certain état (passant ou bloqué) soit à nouveau commandé au bout d'un temps très court (par exemple  $1\ \mu\text{s}$ ) : l'impulsion résultante n'aurait que très peu d'effet sur la tension délivrée au moteur (il est même possible que la première transition ne soit pas terminée) alors que les deux commutations engendrées sont à la fois source de pertes et d'émissions HF accrues. Afin d'éviter cette situation, on impose une *durée minimale de conduction* de manière à laisser le temps à la commutation précédente de se terminer avant d'engager la suivante.

Cette fonction est programmée dans le DSP de la manière suivante : les modulantes  $h_{AO}$ ,  $h_{BO}$  et  $h_{CO}$ , obtenues par injection de la composante homopolaire aux références triphasées, ne sont pas appliquées en l'état au modulateur pour y être comparées aux porteuses. Elles sont tout d'abord "filtrées" à la manière schématisée par la figure 3.1 : pour cela, on définit un *seuil* de telle sorte que toute modulante se trouvant proche de 1, 0 ou  $-1$  d'une valeur inférieure à ce *seuil* se retrouve saturée soit à cette valeur, soit à la distance *seuil* de cette valeur (on choisit la plus proche pour une meilleure linéarité). Toute impulsion de durée inférieure à  $\text{seuil} \times T_{\text{dec}}$  est ainsi évitée.



**Figure 3.1** – Élimination des faibles impulsions par saturation des modulantes.

### 3.1.1.b Introduction du temps mort

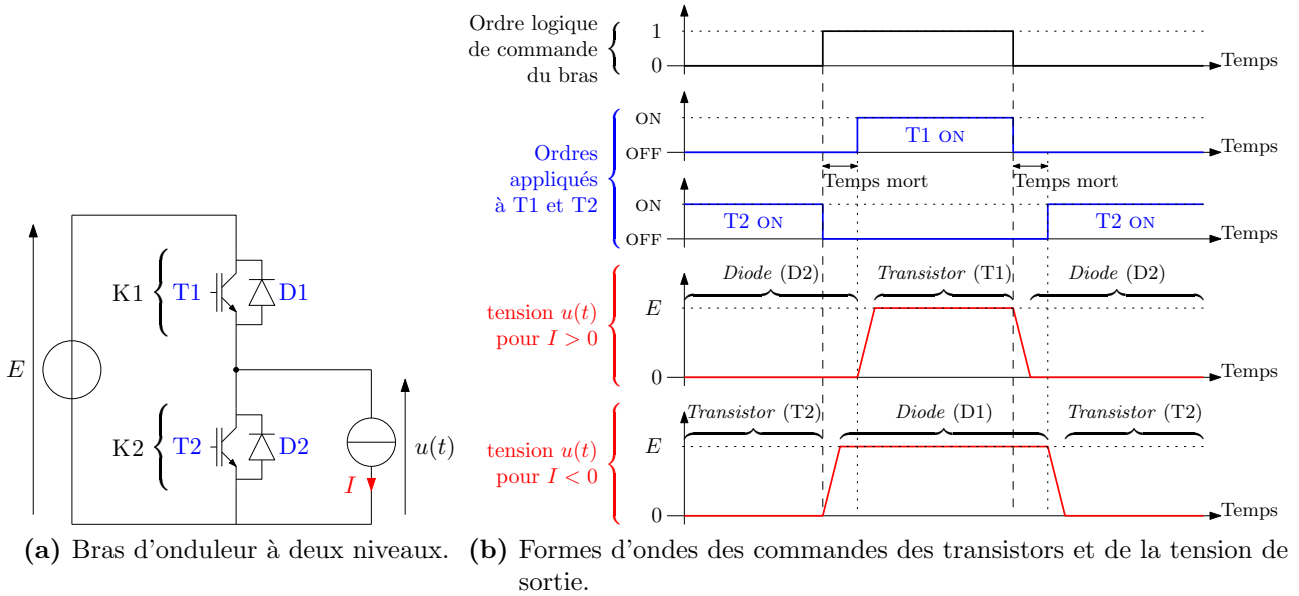
Une fois l'ordre logique de commutation d'un bras décidé, les ordres réellement transmis sous forme de tension grille-émetteur aux interrupteurs sont décalés de la valeur d'un *temps mort*, lequel est introduit afin d'éviter tout court circuit sur le bus continu. La figure 3.2 illustre ce principe pour un bras d'onduleur à deux niveaux comprenant deux cellules élémentaires de commutation (T1-D2 et T2-D1). L'introduction du temps mort décale les ordres de commande à la mise en conduction des transistors, comme le montrent les formes d'ondes de la figure 3.2b. En conséquence, les fronts de la tension de sortie  $u(t)$  ne coïncident pas nécessairement avec ceux de l'ordre logique de commande du bras.

En effet, à chaque période de découpage, un bras subit deux commutations dont la nature dépend du sens de variation du front (montant  $\lrcorner$  ou descendant  $\llcorner$ ) et du signe du courant  $I$  sortant du bras :

- si  $I > 0$ , la cellule de commutation mise en jeu est formée par le transistor T1 et la diode D2. Dans ce cas, le front montant de  $u(t)$  ne coïncide pas avec la commande logique car il n'a lieu qu'après le temps mort, une fois que T1 est mis en conduction (commutation *diode* → *transistor*). Le front descendant, en revanche, a lieu au moment de la commande, au blocage de T1 (commutation *transistor* → *diode*);
- si  $I < 0$ , la cellule de commutation est constituée du transistor T2 et de la diode D1. Le front montant de  $u(t)$  coïncide avec la commande logique car il s'agit d'une commutation de type *transistor* → *diode*. Le front descendant, cette fois, n'a lieu qu'après le temps mort, lors de la mise en conduction de T2 (commutation *diode* → *transistor*).

Ces résultats s'étendent<sup>1</sup> aisément à l'onduleur NPC en suivant le tableau 3.1.

<sup>1</sup>Le sens de variation de  $v_{kO}$  lors de la commutation est bien un critère suffisant, indépendamment du signe initial ou final de la tension.



**Figure 3.2** – Introduction du temps mort dans les commandes complémentaires de deux cellules élémentaires de commutation.

**Tableau 3.1** – Type de commutation en fonction du sens de variation de la tension du bras et du signe du courant qui le traverse.

Front de $v_{kO}$	Signe de $i_k$	
	$> 0$	$< 0$
Montant $\lrcorner$	<i>diode</i> $\rightarrow$ <i>transistor</i>	<i>transistor</i> $\rightarrow$ <i>diode</i>
Descendant $\lrcorner$	<i>transistor</i> $\rightarrow$ <i>diode</i>	<i>diode</i> $\rightarrow$ <i>transistor</i>

### 3.1.1.c Aléas de propagation

La “chaîne de commutation” (entre la comparaison modulante-porteuse et le front de tension réel du bras commuté) comporte plusieurs étapes de transmission des signaux, qui engendrent des délais de propagation à prendre en compte. Il est alors nécessaire de caractériser l’homogénéité (entre les différents interrupteurs) et surtout la dispersion temporelle (ou *jitter*) de ces délais, notamment via la donnée des valeurs moyennes et écarts-types de cette propagation.

Expérimentalement, on a observé que les signaux issus du DSP vers les *drivers* des IGBTs sont très stables avec une dispersion inférieure à la nanoseconde. Il en va sensiblement de même pour la réponse du front de tension d’un IGBT suite à sa commande de grille. Les *drivers* en revanche, à l’interface commande-puissance, sont le siège d’aléas de propagation importants par rapport au reste de la chaîne de commutation. On s’intéressera donc à ceux-ci, en mesurant expérimentalement le temps de propagation entre l’entrée logique issue du DSP et la commande réellement appliquée sous forme de tension grille-émetteur en sortie de l’interface. Ces signaux sont représentés en figure 3.3 pour les commandes de mise en conduction et de blocage d’un transistor. On remarque que le temps mort est incorporé dans le délai entrée-sortie de l’interface à la mise en conduction du transistor : le matériel que nous retiendrons pour la validation expérimentale de la nouvelle MLI est en effet configuré de sorte que ce soient les *drivers* qui gèrent les temps mort. Ceux-ci sont alors générés sur chaque interface grâce à un simple circuit R-C dont la constante de temps détermine la durée à partir de laquelle la charge du circuit atteint un certain seuil de déclenchement.

### 3.1.1.d Influence du courant commuté

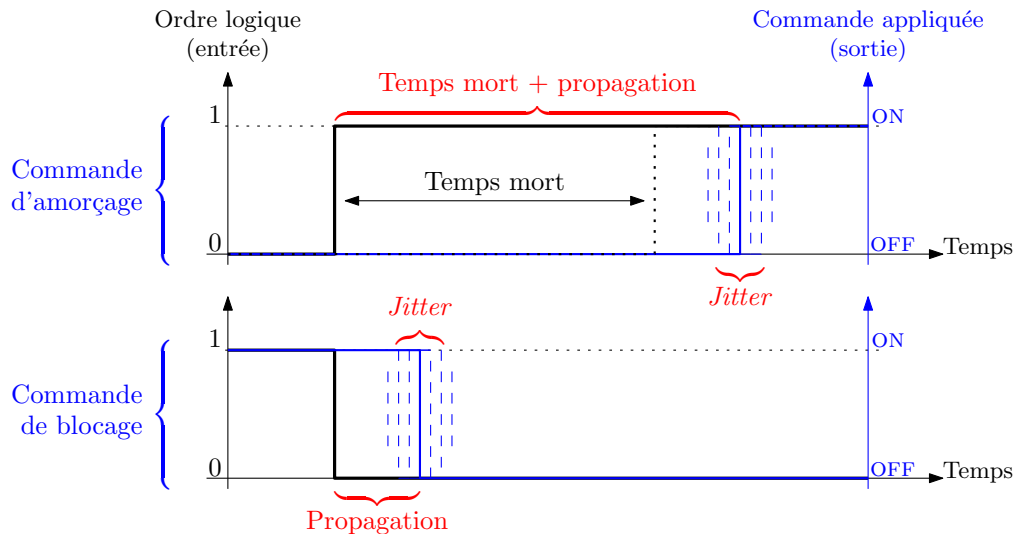
Une fois l’instant de commutation déterminé en tenant compte des temps morts et des aléas de propagation, la forme d’onde du front de commutation et notamment son gradient de tension ( $dv/dt$ ) est une donnée essentielle qui conditionne l’amplitude du courant de mode commun généré par ce front. On distingue deux types de comportements simplifiés en fonction de la nature de la commutation [Idi06b] :

**diode** → **transistor** : cette commutation de mise en conduction a lieu après le temps mort, alors que la diode de la cellule de commutation concernée conduit encore le courant. La fermeture du transistor crée un court-circuit furtif qui vient annuler le courant dans la diode et provoque son ouverture brutale (accompagnée du recouvrement inverse). Cette commutation est très rapide (fort  $dv/dt$ ) et peu dépendante du courant de charge ;

**transistor** → **diode** : cette commutation a lieu au blocage d’un transistor dans lequel circule le courant de charge. Ce courant charge alors la capacité collecteur-émetteur du transistor et la tension à ses bornes augmente presque linéairement<sup>2</sup>. Le gradient de tension est ici fortement dépendant du courant de charge.

Il est à noter qu’une telle commutation est nettement plus lente qu’une *diode* → *transistor* à faible courant de charge. En particulier, il est possible que la durée du temps mort ne suffise pas à terminer la commutation. Dans ce cas, la fermeture du transistor de la cellule de commutation complémentaire crée un court-circuit semblable à celui qui se produit dans les commutations *diode* → *transistor*. Le courant alors prélevé sur le bus continu finit de charger et d’ouvrir le premier transistor, avec un fort  $dv/dt$  (le front de tension subit une rupture de pente).

<sup>2</sup>Il apparaît en réalité une légère incurvation car les capacités internes de l’IGBT ne sont pas linéaires (de valeur plus grande à faible tension) : le front est donc plus lent en début de commutation.



**Figure 3.3** – Formes d’ondes schématiques des signaux de commande d’un transistor en entrée et en sortie de *driver*.

La figure 3.4 résume ces comportements pour l’exemple du bras d’onduleur à deux niveaux (figure 3.2a) commutant de 0 à  $E$  (on néglige les durées de propagation). Des exemples expérimentaux de ces phénomènes, réalisés sur l’onduleur NPC, sont également tracés en figure 3.5 (la réponse du courant de mode commun sortant du moteur permet d’apprécier l’influence des gradients de tension).

### 3.1.2 Modélisation des phénomènes

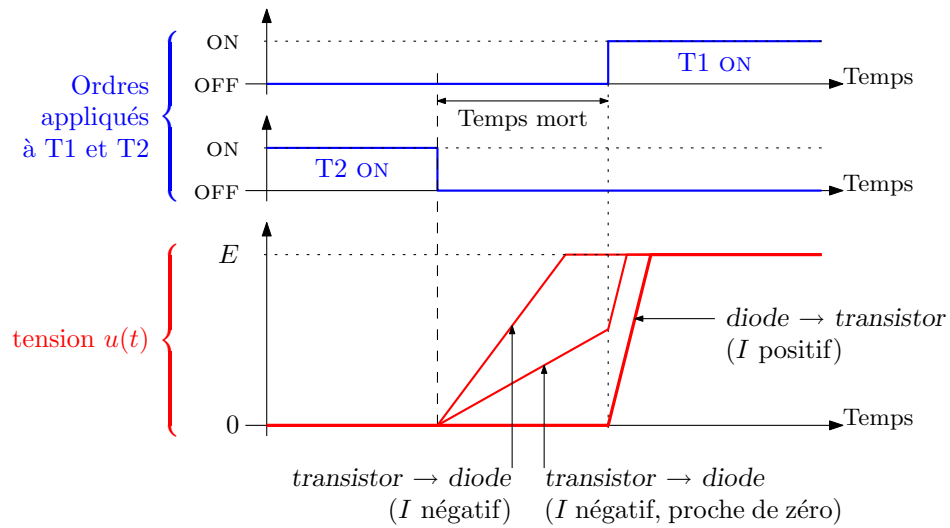
Le modèle utilisé dans MATLAB SIMULINK<sup>®</sup>, qui utilisait simplement des commutations idéalisées (fronts raides) et sans délai dans le chapitre précédent, est à présent amélioré afin de prendre en compte les différents phénomènes qui viennent d’être évoqués.

#### 3.1.2.a Modèle fin des commutations

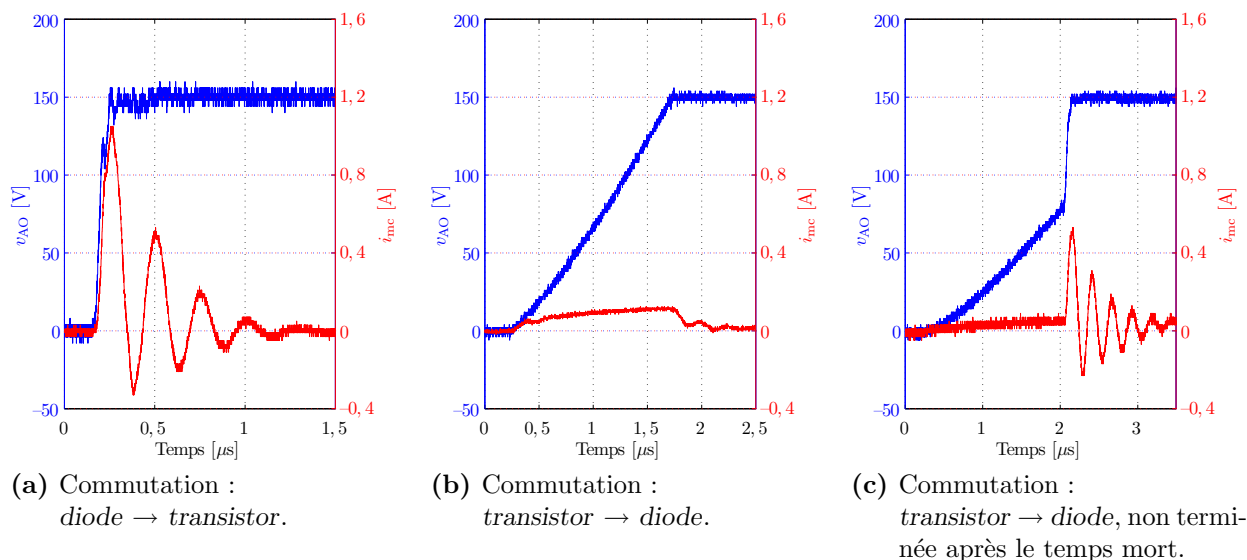
L’aspect le plus délicat consiste à reproduire le comportement des deux types de commutation (*transistor*  $\rightarrow$  *diode* et *diode*  $\rightarrow$  *transistor*). La solution classique consiste à modéliser ces fronts par des pentes constantes avec un temps de montée fixe. Une telle approche est d’ailleurs convenable pour la modélisation d’un onduleur commandé par une stratégie MLI classique effectuant des commutations isolées [Mor08]. Cependant dans notre cas, le fait de synchroniser entre elles les commutations nécessite un modèle plus proche de la réalité. On a choisi un modèle comportemental basé sur l’inclusion des fronts de tension mesurés expérimentalement et leur injection en fonction des types de commutation rencontrés. On détermine ces dernières grâce au tableau 3.1 et l’on injecte les relevés expérimentaux de la manière suivante :

- pour toute commutation *diode*  $\rightarrow$  *transistor* rencontrée, on injecte simplement le relevé expérimental d’une commutation de ce type, quelle que soit la valeur du courant de charge ;
- lorsque qu’une commutation *transistor*  $\rightarrow$  *diode* doit être appliquée, on injecte le relevé expérimental d’une commutation de ce type en pondérant sa base de temps par rapport au courant.

La figure 3.6 montre le principe d’injection pondérée d’une commutation *transistor*  $\rightarrow$  *diode*. Pour un courant mesuré  $I_{\text{mes}}$  correspondant au relevé expérimental et un courant souhaité  $I$



**Figure 3.4** – Formes d'ondes des différentes natures de commutations.



**Figure 3.5** – Formes d'ondes expérimentales des différentes commutations et leur courant de mode commun associé.

dans la simulation, on cherche à produire un front dont le gradient est ajusté du rapport  $\frac{I}{I_{mes}}$  par rapport à celui mesuré (ceci permet de prendre en compte l'influence du courant, supposée linéaire). On crée donc une base de temps “virtuelle” en intégrant la valeur  $\frac{I}{I_{mes}}$  à l'entrée d'une *lookup table* contenant le front mesuré<sup>3</sup>. Il suffit ensuite de remettre le front obtenu en forme (par symétrie ou translation) pour correspondre au niveau de variation souhaité. Lorsque l'ensemble du front a été parcouru, le système garde la dernière valeur en mémoire et applique alors une tension constante.

Précisons que l'injection des fronts de type *diode*  $\rightarrow$  *transistor* est effectuée selon le même modèle, à la différence près que la constante d'intégration vaut simplement 1 (pas d'influence du courant).

Il est intéressant de remarquer que l'initialisation de l'intégrateur lors du déclenchement d'un front (*Reset* sur la figure 3.6) ne s'effectue pas nécessairement à zéro. En effet, le modèle prend en compte la valeur actuelle de la tension de sortie pour déterminer<sup>4</sup> l'instant initial adéquat permettant d'éviter toute discontinuité (cela nécessite le passage par une autre *lookup table* contenant la fonction réciproque<sup>5</sup> du front injecté). Ainsi, le modèle obtenu est robuste et peut gérer des situations particulières comme la survenue d'une commutation alors que la précédente n'est pas encore terminée. Cela inclus notamment la prise en charge des commutations *transistor*  $\rightarrow$  *diode* n'étant pas terminées au bout du temps mort (figure 3.5c) : la forme d'onde d'une commutation *diode*  $\rightarrow$  *transistor* y est substituée à partir du temps mort, terminant le front de manière continue avec la rupture de pente attendue.

Le modèle inclut donc un procédé de gestion des temps morts, au sein duquel sont intégrées deux “routines de commutation” :

- la *première routine de commutation* gère la tension de sortie délivrée entre l'ordre logique de commutation du bras et le temps mort. Elle contient donc la procédure d'injection pondérée des fronts de type *transistor*  $\rightarrow$  *diode* telle que décrite plus haut ;
- la *seconde routine de commutation* gère la tension délivrée après le temps mort. Elle est donc en charge de l'injection des fronts de type *diode*  $\rightarrow$  *transistor*.

Tout changement d'état d'un bras se prolongeant pendant une durée supérieure au temps mort implique donc la succession consécutive des deux routines de commutation. En fonction du type de commutation à reproduire, le front n'a réellement lieu que durant la première ou la seconde routine<sup>6</sup> (éventuellement les deux si la première n'a pas atteint un état stable). La figure 3.7 schématise ce modèle tel qu'il est implanté sous SIMULINK<sup>®</sup>. Le temps mort est fixé conformément au montage expérimental (2  $\mu$ s ou 1,5  $\mu$ s suivant le dispositif expérimental).

Les autres phénomènes sont plus simples à prendre en compte :

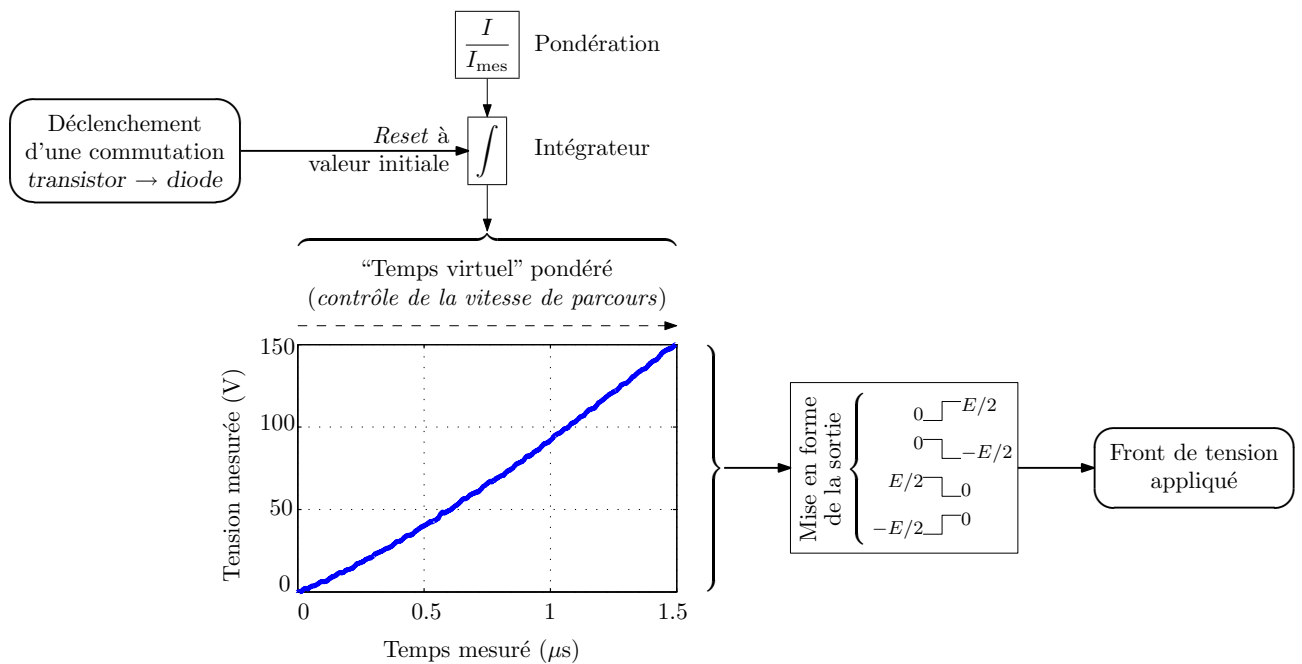
- l'élimination des faibles impulsions est obtenue par retranscription de la figure 3.1 dans une *lookup table* (la durée minimale de conduction est fixée à 2  $\mu$ s) ;
- la valeur moyenne des durées de propagation ne sera pas source de complications pour notre stratégie et n'est donc pas modélisée. Par contre, la dispersion temporelle pour les commutations *diode*  $\rightarrow$  *transistor* (qui seront notre principale préoccupation) est prise en compte par l'introduction d'aléas sur la durée des temps morts. On modélise ce *jitter* par une distribution gaussienne donc l'écart-type est fixé en fonction des observations expérimentales sur les divers matériels utilisés (typiquement de l'ordre de quelques dizaines

<sup>3</sup>Le relevé expérimental est préalablement filtré numériquement pour y supprimer le bruit dû à la faible résolution de la conversion analogique-numérique de l'oscilloscope.

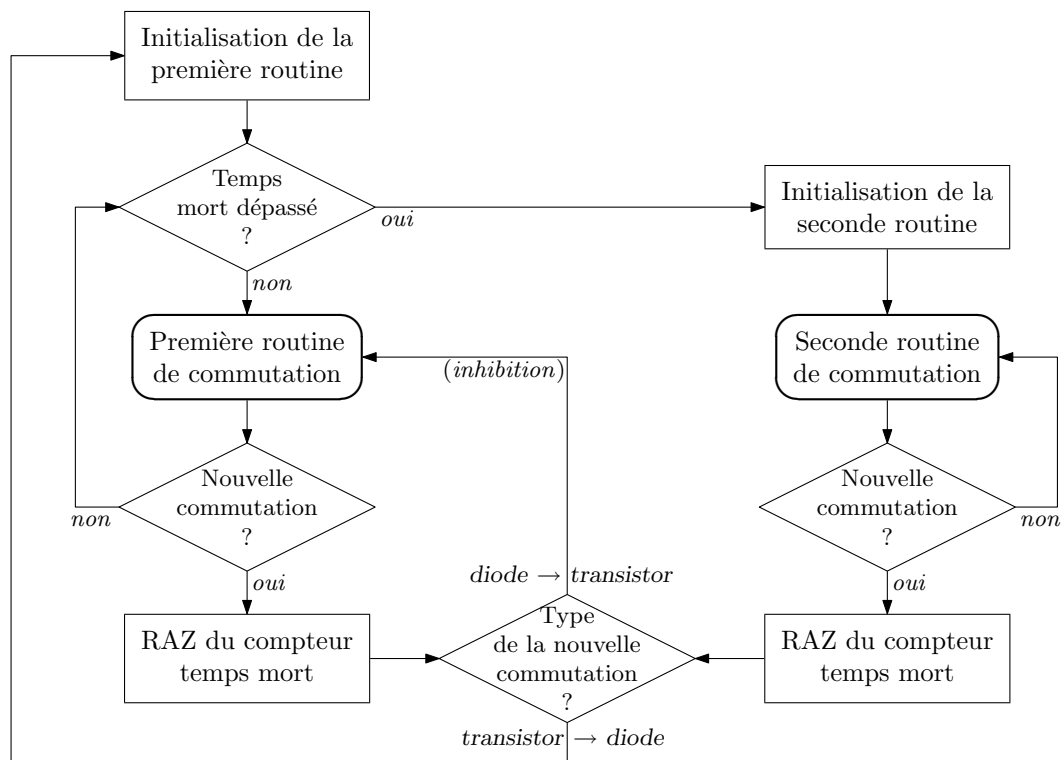
<sup>4</sup>Après mise en forme inverse de la sortie pour se ramener aux conditions de front montant entre 0 V et 150 V.

<sup>5</sup>Au besoin, le front expérimental est traité numériquement pour le rendre injectif afin de permettre cette opération.

<sup>6</sup>La première routine est inhibée si nécessaire ; la seconde routine est naturellement transparente par initialisation de son front à la valeur actuelle de la tension.



**Figure 3.6** – Modèle des fronts de commutation de type *transistor* → *diode* basé sur l’injection pondérée d’un front expérimental.



**Figure 3.7** – Schéma de principe du modèle des commutations implanté dans SIMULINK®.



de nanosecondes). Bien que ces valeurs puissent sembler négligeables, elles joueront un rôle conséquent sur le comportement des doubles commutations.

### 3.1.2.b Validation du modèle

Pour valider le bon fonctionnement du modèle, on applique à son entrée un signal en créneaux formé de deux alternances positives et deux négatives, en lui imposant un courant commuté variable (positif pour deux alternances et négatif pour les deux autres). Les résultats sont représentés sur la figure 3.8. On observe bien la survenue de commutations *diode* → *transistor* dans les conditions de variation de  $v_{AO}$  et du signe du courant conformes au tableau 3.1 : elles ont lieu en différé du temps mort (ici  $2 \mu s$ ) par rapport aux fronts idéaux. Les commutations *transistor* → *diode* sont plus lentes et leur pente varie en fonction du courant. La rupture de pente obtenue lorsqu’une telle commutation n’est pas terminée après le temps mort est bien obtenue sur le premier front montant à courant négatif.

Dans le but d’observer l’influence des stratégies de modulation sur le courant de mode commun, il est également intéressant de modéliser le chemin de mode commun pour pouvoir simuler le courant. On a cherché un modèle comportemental qui “colle” au mieux avec les relevés expérimentaux, et le schéma de la figure 3.9 a été retenu. Le RSIL et les capacités parasites des IGBTs avec le radiateur sont représentées, respectivement, par la résistance de  $25 \Omega$  et la capacité de  $150 \text{ pF}$  (valeur typique, choisie grossièrement mais ayant peu d’influence). Le modèle de la machine est simple et classique, ses paramètres ont été identifiés de manière à correspondre au comportement de la figure 3.5a et sont donnés par le tableau 3.2.

La figure 3.10 montre les résultats de simulation à l’échelle d’une commutation, pour la tension d’un bras et le courant de mode commun. L’identification réalisée sur la figure 3.10a montre que le modèle utilisé est approprié car les courbes simulées et expérimentales de  $i_{mc}$  restent très proches l’une de l’autre. De plus, on peut remarquer que les oscillations de tension en fin de commutation, faisant bien partie du front mesuré, permettent implicitement de prendre en compte, en partie, l’influence des éléments parasites de l’onduleur (connectiques...) et vont dans le sens d’un rapprochement du modèle avec la réalité. L’application d’un autre type de front dont on connaît la réponse de  $i_{mc}$  (figure 3.10b) donne à nouveau une corrélation très satisfaisante entre les courants simulés et mesurés. En fréquentiel, nous avons remarqué que le modèle n’est plus valable à partir de  $10 \text{ MHz}$  (simulation sur une période d’alimentation complète du moteur), ce qui était prévisible de par sa simplicité. En deçà, néanmoins, nous disposons à présent d’un modèle fiable qui permet d’étudier le comportement des stratégies MLI en tenant compte des spécificités des commutations.

Il va de soi que l’implantation d’une telle approche dans MATLAB SIMULINK® ralentit les calculs par rapport, par exemple, à un modèle à fronts idéaux ou simplement “couchés” avec une pente constante. Il présente cependant deux avantages intéressants :

- on peut simuler finement les phénomènes sans avoir recours à un logiciel externe de type “circuit” (qu’il resterait à paramétrer pour obtenir une réponse conforme aux observations). On conserve ainsi toute la puissance de MATLAB® en ce qui concerne l’automatisation des tâches (initialisation et lancement des simulations, récupération et archivage des résultats) et le traitement des données ;

**Tableau 3.2** – Paramètres du modèle HF de la machine asynchrone.

Paramètre	$R_1$	$C_1$	$L$	$R_2$	$C_2$
Valeur	$360 \Omega$	$600 \text{ pF}$	$4,91 \mu\text{H}$	$2,97 \Omega$	$320 \text{ pF}$

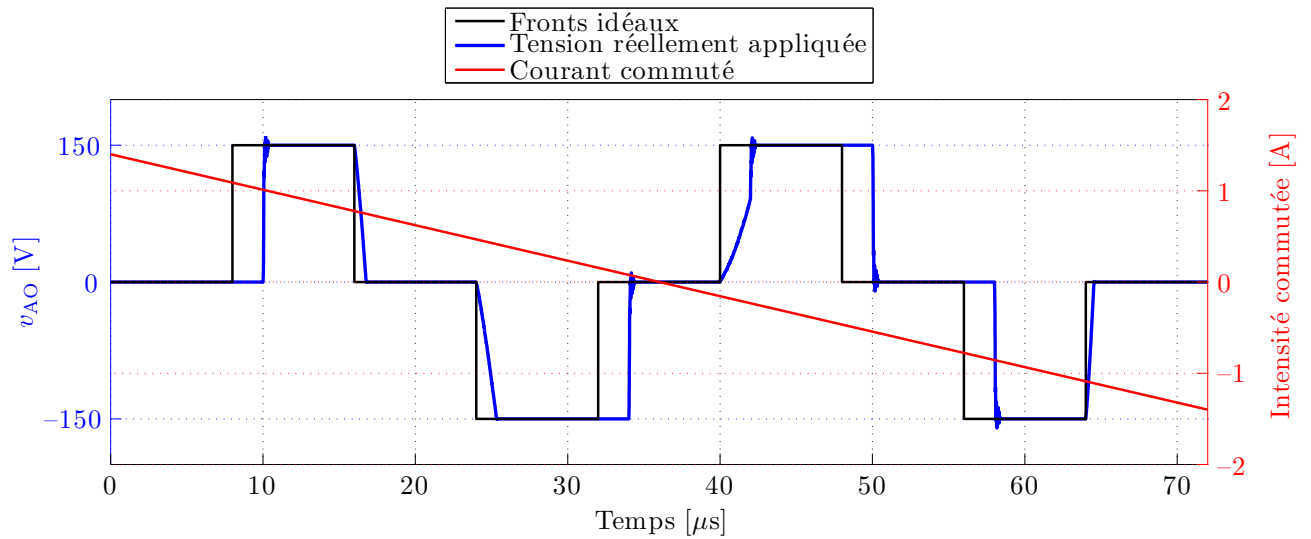


Figure 3.8 – Validation temporelle du modèle des commutations.

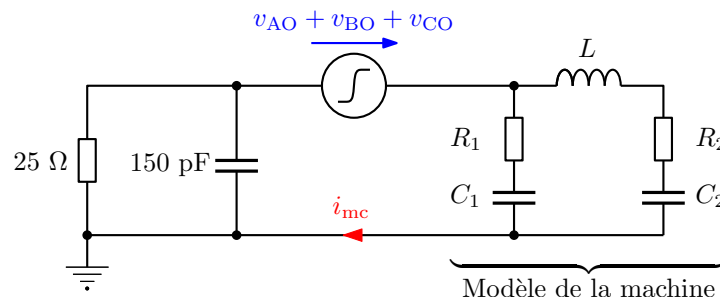


Figure 3.9 – Modèle HF retenu pour simuler le courant de mode commun sortant de la machine.

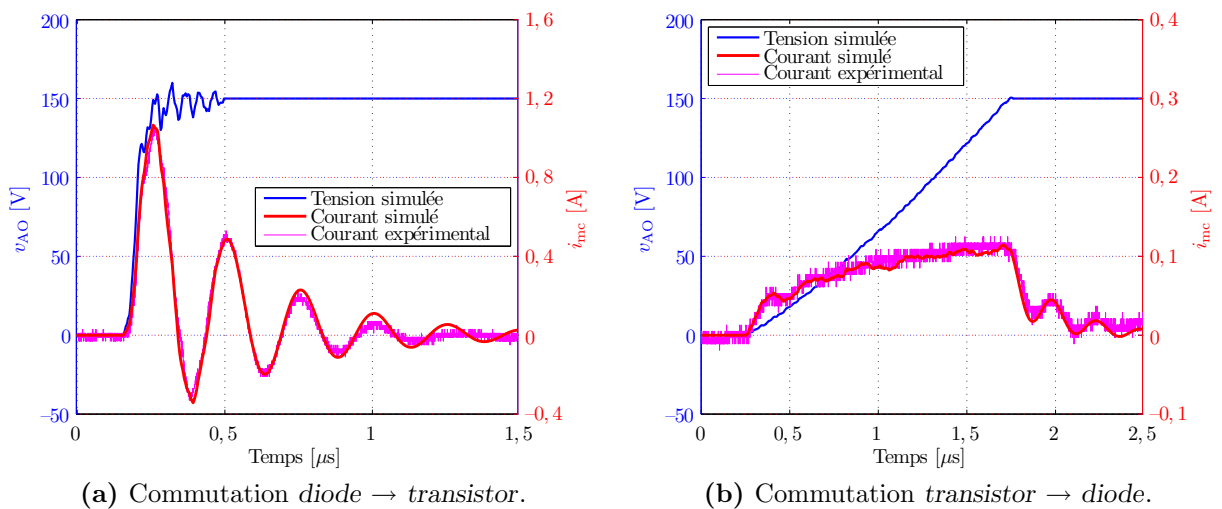


Figure 3.10 – Validation temporelle du modèle HF de mode commun.

- il permet de simuler des stratégies de commande particulières dans lesquelles plusieurs commutations ont lieu au même moment. C'est le cas de la MLI proposée, qui nécessite une modélisation précise des commutations car le moindre décalage ou écart des formes d'ondes se répercutera directement sur le courant de mode commun résultant.

Nous pouvons à présent étudier l'influence des phénomènes observés sur l'efficacité de la nouvelle MLI.

## 3.2 Adaptation de la nouvelle MLI aux contraintes du système

Le comportement réel des commutations engendre un certain nombre de contraintes que l'on va devoir prendre en compte afin d'assurer l'efficacité de la nouvelle MLI. On présente ici ces contraintes et les solutions que l'on propose pour optimiser la loi de commande en conséquence.

### 3.2.1 Conséquences des phénomènes réels sur la MLI proposée

L'aspect critique de la MLI proposée par rapport aux stratégies classiques concerne le comportement de la double commutation qui a lieu à chaque période de découpage. Or, son efficacité en termes de réduction du courant de mode commun est grandement affectée par les phénomènes qui sont modélisés dans la section précédente.

La figure 3.11 montre des résultats de simulations obtenus à l'aide du modèle développé précédemment, pour les différents cas de figure pouvant se produire lors d'une double commutation. On considère pour cela un front montant sur le bras A ( $v_{AO} \sqcup$  en bleu foncé) et un front descendant sur le bras B ( $v_{BO} \sqcap$  en bleu clair). On fait varier les commutations réalisées en imposant le signe et la valeur des courants commutés. La tension ( $v_{AO} + v_{BO}$ ), tracée en noir, est une image de la tension de mode commun : idéalement, cette tension doit rester rigoureusement nulle durant le processus. Enfin, on relève, en rouge, le courant de mode commun  $i_{mc}$ . Ces résultats mettent en évidence l'influence déterminante des types de commutation mis en jeu ainsi que celle des aléas de propagation.

#### 3.2.1.a Influence des types de commutation

##### ► Les différentes configurations

On considère dans un premier temps que les durées de propagation sur les deux bras commutant sont rigoureusement identiques. Pour une commande parfaitement simultanée de ces deux bras, trois configurations peuvent survenir :

**Deux commutations *diode* → *transistor*** (figure 3.11a) : les fronts de tension  $v_{AO}$  et  $v_{BO}$  ont lieu au même instant (après le temps mort), avec la même forme d'onde. En conséquence, la tension de mode commun est nulle et aucune impulsion n'est observable sur  $i_{mc}$  : c'est la cas idéal. Dans la pratique, les fronts peuvent différer légèrement l'un de l'autre mais le résultat est sensiblement identique ;

**Deux commutations *transistor* → *diode*** (figure 3.11b) : là encore, les fronts ont lieu au même instant. Cependant, en fonction des courants commutés respectifs, il est possible que leurs pentes soient très différentes et les formes d'ondes non symétriques. La tension de mode

commun évolue alors brièvement en forme de “pointe” et occasionne une réponse non nulle du courant de mode commun : ce cas est moins favorable que le précédent ;

**Une commutation *diode* → *transistor* et une *transistor* → *diode*** (figure 3.11c) : cette fois, les fronts ne sont pas synchrones car décalés du temps mort. En conséquence, deux impulsions séparées apparaissent sur le courant de mode commun et la double commutation perd tout son intérêt.

Ce troisième cas est particulièrement problématique car il rend vains les efforts réalisés pour effectuer la double commutation. En particulier, les stratégies basées exclusivement sur l’utilisation de doubles commutations sont confrontées à ce problème. Ainsi, la ZCM telle que présentée en annexe B.5 effectuée, à chaque période de découpage, une double commutation de chacune de ces trois configurations : en l’état, elle ne garantit donc pas une tension de mode commun nulle en permanence [Ben05; Lai04]. Éventuellement, une séquence non circulaire (non détaillée ici) pourrait n’utiliser que les deux premières configurations, mais au prix d’augmenter le nombre de commutations réalisées (huit par période de découpage) et d’effectuer quand même deux doubles commutations de la seconde configuration (et deux de la première).

Afin de palier au problème de temps mort dans le cas d’une double commutation hétérogène, il est envisageable de recourir à un procédé de compensation de temps mort [Ben02] en retardant l’ordre de commande de la commutation *transistor* → *diode*. Cette solution, simulée en figure 3.11d, permet effectivement d’obtenir un meilleur comportement sur le courant de mode commun, mais augmente la complexité de la commande et est confrontée à des problèmes de dissymétrie des formes d’ondes similaires à ceux rencontrés dans le cas d’une double commutation homogène de type *transistor* → *diode* (deuxième configuration).

### ► Recommandations

Compte tenu des résultats obtenus pour les différentes configurations de commutations, la solution préférable pour une double commutation est de mettre en jeu uniquement des commutations de type *diode* → *transistor*. En effet, une commande synchrone des deux bras permet d’obtenir des fronts de tension simultanés et symétriques (leur pente dépend peu du courant commuté), garantissant une bonne compensation en toutes circonstances. De surcroît, les commutations de ce type présentent toujours un fort gradient de tension, ce qui rend appréciable leur compensation (isolées, ces deux commutations génèrent chacune la réponse de courant mesurée en figure 3.5a).

La seconde solution préférée pour une double commutation est d’effectuer deux commutations de type *transistor* → *diode*. En effet, bien que la compensation résultante ne soit pas nécessairement aussi efficace que dans le cas précédent, cette solution permet de ramener l’influence de ces deux commutations à une seule impulsion de courant d’amplitude réduite, ce qui constitue un gain par rapport à deux réponses séparées en cas de non synchronisation.

Enfin, la configuration hétérogène des deux commutations est la moins souhaitable car elle nécessite une action supplémentaire de compensation du temps mort qui ne garantit pas son efficacité en toutes circonstances. Nous avons choisi de rejeter cette solution et de placer le système dans l’une des deux autres configurations.

En effet, la nouvelle MLI offre deux degrés de liberté (section 2.1.2) qui n’ont, pour l’instant, pas été utilisés. On se propose d’exploiter cette ressource pour contrôler le comportement des doubles commutations réalisées. Dans ce but, on émet deux recommandations, ou contraintes d’efficacité des doubles commutations, énoncées ci-après :

**Contrainte de synchronisme des doubles commutations :**

Lors d'une double commutation, les commutations mises en jeu doivent être de même type.

Cette contrainte rejette la configuration de commutations hétérogènes et permet donc d'assurer le synchronisme des doubles commutations dès lors que la commande des bras est synchrone, en évitant les décalages dûs aux temps morts.

**Contrainte de symétrie des formes d'onde :**

Lors d'une double commutation, les commutations mises en jeu sont préférentiellement de type *diode* → *transistor*.

Cette contrainte permet de se placer dans la configuration idéale pour compenser les fronts de tension.

La *contrainte de synchronisme* est prioritaire car elle garantit l'intérêt de la double commutation. La *contrainte de symétrie*, qui affine celle de synchronisme, est secondaire et permet d'optimiser le gain effectué sur le courant de mode commun<sup>7</sup>. On cherchera donc à respecter systématiquement la première contrainte, tout en assurant la seconde tant que cela s'avère possible.

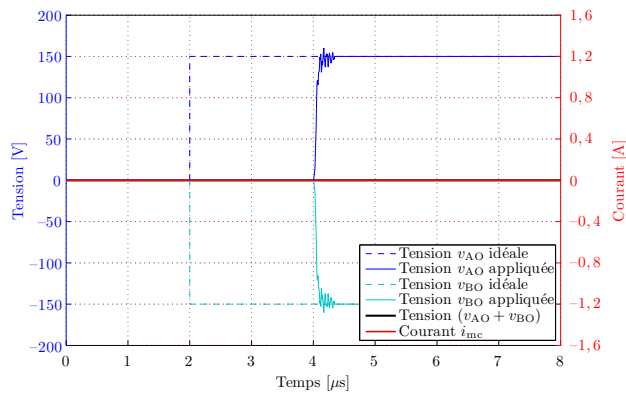
**3.2.1.b Influence des aléas de propagation**

Conformément à l'analyse précédente, on retient le cas le plus intéressant de commutations simultanées de type *diode* → *transistor* (figure 3.11a) en considérant à présent que les temps de propagation ne sont pas rigoureusement identiques sur les deux bras. Il en résulte, malgré des ordres de commande parfaitement synchrones, l'apparition d'un délai entre les deux fronts de tension. Un tel délai, même faible (quelques dizaines de nanosecondes), peut avoir des conséquences significatives sur le courant de mode commun généré lors de la double commutation.

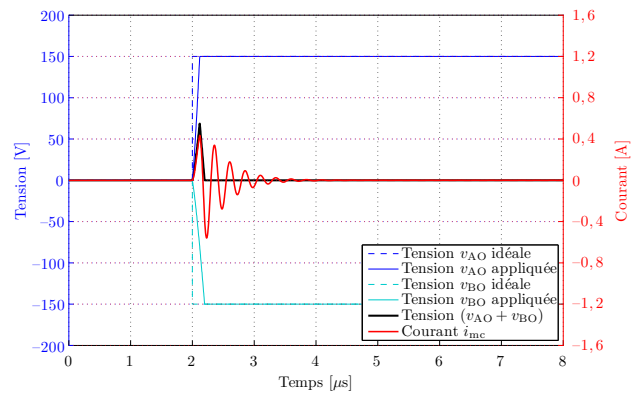
Ainsi, le courant généré dans nos exemples oscille à une fréquence de 4 MHz, ce qui correspond à une pseudo-période de 250 ns. De ce fait, un délai de 100 ns (proche de la demi-période) entre les fronts de tension est suffisant pour que la double commutation ait un effet négatif sur le courant de mode commun : la figure 3.11e montre que dans ce cas, la réponse obtenue sur  $i_{mc}$  est de plus grande amplitude que pour une commutation isolée. L'écart de temps séparant les deux fronts doit donc être nettement inférieur à la demi-période des oscillations. La figure 3.11f montre le résultat obtenu lorsque ce délai vaut 20 ns : cette fois, la compensation est acceptable car l'impulsion observable sur  $i_{mc}$  reste relativement faible (par rapport à deux réponses distinctes d'un front *diode* → *transistor* en cas de non synchronisation).

Il est donc nécessaire, pour assurer l'intérêt de la nouvelle MLI comme de toutes les stratégies réalisant des doubles commutations, que les écarts de temps entre les fronts réels de tension soient maîtrisés et d'une durée inférieure à une ou deux dizaines de nanosecondes. Cette contrainte concerne aussi bien l'homogénéité des temps de propagation moyens entre composants que l'écart-type individuel de cette propagation en cas de *jitter* prononcé (ce dernier causant une compensation aléatoire du courant de mode commun au gré des doubles commutations successives).

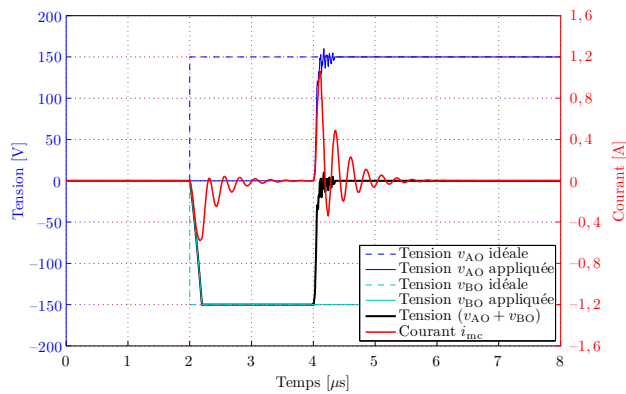
<sup>7</sup>Cela a d'autant plus de sens que les essais normatifs industriels s'effectuent moteur à vide, le faible courant circulant favorisant donc les observations effectuées sur les commutations *transistor* → *diode*. À pleine charge, cette contrainte est moins importante.



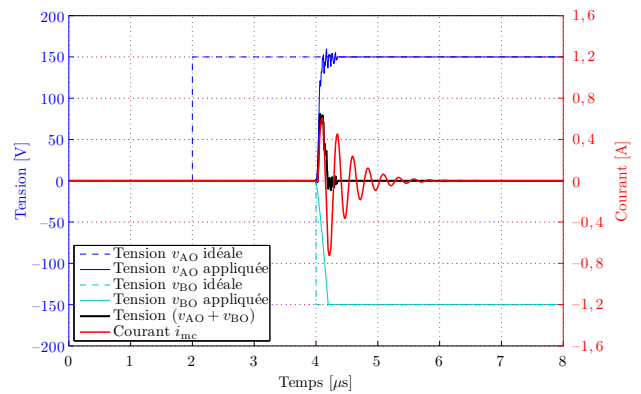
(a) Bras A : diode  $\rightarrow$  transistor  
 Bras B : diode  $\rightarrow$  transistor  
 Parfaitement synchrones.



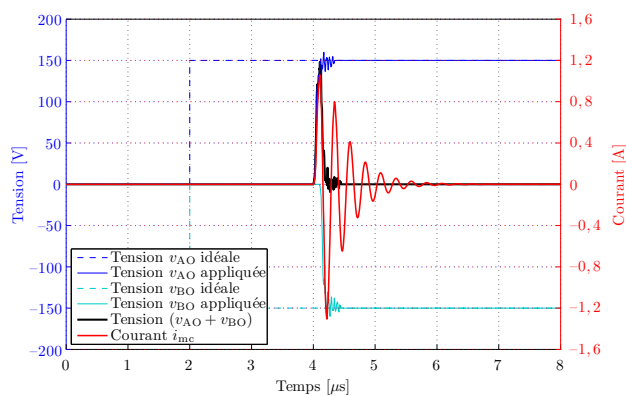
(b) Bras A : transistor  $\rightarrow$  diode ( $I = 5$  A)  
 Bras B : transistor  $\rightarrow$  diode ( $I = 3$  A).



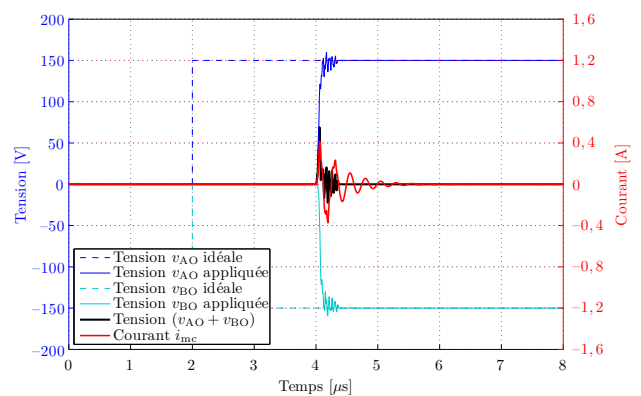
(c) Bras A : diode  $\rightarrow$  transistor  
 Bras B : transistor  $\rightarrow$  diode ( $I = 3$  A)  
 Temps mort non compensé.



(d) Bras A : diode  $\rightarrow$  transistor  
 Bras B : transistor  $\rightarrow$  diode ( $I = 3$  A)  
 Temps mort compensé.



(e) Bras A : diode  $\rightarrow$  transistor  
 Bras B : diode  $\rightarrow$  transistor  
 Délai de 100 ns.



(f) Bras A : diode  $\rightarrow$  transistor  
 Bras B : diode  $\rightarrow$  transistor  
 Délai de 20 ns.

**Figure 3.11** – Comportement simulé de la double commutation en fonction des divers paramètres du système réel.

### 3.2.1.c Influence de l'élimination des faibles impulsions

Ce dernier aspect, évoqué en section 3.1.1.a, est de moindre importance pour l'efficacité de la MLI proposée. En effet, celle-ci effectue normalement quatre commutations par période de découpage, dont deux sont compensées vis-à-vis de la tension de mode commun : il reste donc deux fronts non compensés. Si l'un des deux bras devant commuter est inhibé pour respecter la durée minimale de conduction, seul un bras continue à commuter à raison de deux commutations par période de découpage. La double commutation n'est donc plus, mais le nombre de variations de la tension de mode commun reste identique. Notons que ce phénomène concerne toutes les stratégies et n'est donc pas spécifique à la nouvelle MLI. La figure 3.12 illustre ce phénomène dans le diagramme vectoriel : lorsque le vecteur référence se situe à proximité immédiate d'un petit côté du triangle (on appelle *bande morte* les lieux concernés), la durée d'impulsion sur le bras B devient suffisamment faible pour être inhibée. L'un des états n'est plus atteignable ((1, 1, -1) dans l'exemple donné) et la modulation ne s'effectue plus que sur deux états ((1, 0, 0) et (1, 0, -1) par seule commutation du bras C).

Outre la naturelle dégradation de la qualité de tension due à ce phénomène (qui revient à une "attraction" de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  sur les segments de la figure dans les bandes mortes), seule une modification des types des commutations répercutées sur la tension de mode commun est à déplorer : au lieu de deux commutations *transistor*  $\rightarrow$  *diode* (dans le cas de double commutation sur les commutations *diode*  $\rightarrow$  *transistor*), la commutation d'un même bras occasionne une *transistor*  $\rightarrow$  *diode* et une *diode*  $\rightarrow$  *transistor*, ce qui peut s'avérer légèrement défavorable à faible courant de charge.

## 3.2.2 Solutions apportées

On présente maintenant les solutions qui permettent de corriger les problèmes rencontrés et de garantir l'efficacité de la nouvelle MLI en termes de réduction du courant de mode commun.

### 3.2.2.a Respect de la contrainte de synchronisme des doubles commutations

#### ► Principe utilisé

La contrainte de synchronisme (présentée en section 3.2.1.a) requiert que chaque double commutation mette en jeu deux commutations de même nature. Or, le type de ces commuta-

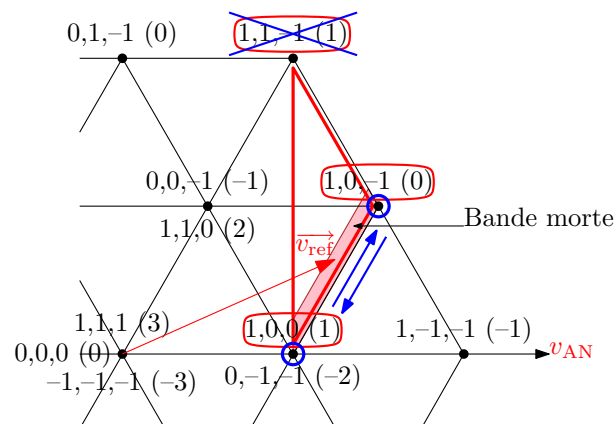


Figure 3.12 – Influence de la durée minimale de conduction dans le diagramme vectoriel.



tions peut être prédéterminé à partir de la connaissance du signe des courants sortants des bras de l'onduleur. En effet, une double commutation implique des sens de variations opposés des tensions simples  $v_{kO}$  des deux bras qui commutent (un front montant avec un front descendant). D'après le tableau 3.1 (page 80), il en résulte une formulation équivalente de cette contrainte en faisant apparaître les courants des bras qui commutent :

Lors d'une double commutation, les courants sortant des deux bras commutant doivent être de signe opposé.

Ce nouvel énoncé permet d'établir une méthode simple pour assurer le synchronisme des doubles commutations. La somme des trois courants  $i_A$ ,  $i_B$  et  $i_C$  étant toujours nulle (le courant de mode commun est négligeable devant les courants de phase), deux de ces courants possèdent le même signe tandis que le troisième est de signe opposé. Ainsi, la seule configuration qui ne respecte pas l'énoncé précédent est le cas où le bras bloqué par la nouvelle MLI (*flat top*) est celui dont le courant est de signe opposé aux deux autres (les bras commutant seraient alors traversés par les courants de même signe).

À chaque période de découpage, exactement un des trois bras de l'onduleur ne doit donc pas être bloqué, tandis que le blocage de l'un ou l'autre des deux autres bras respecte la contrainte de synchronisme. Or, en fonction de la position du vecteur référence, soit 2 bras de l'onduleur, soit les 3, peuvent être bloqués (cela est équivalent au nombre possible d'orientations du triangle utilisé, conformément au tableau 2.4). Par conséquent, **il reste toujours au moins une possibilité de *flat top* qui garantit le respect de la contrainte de synchronisme.**

Le nombre possible de bras pouvant être bloqués tout en respectant cette contrainte, ainsi que le nombre possible de valeurs de  $h_{NO}$  associées, sont résumés dans le tableau 3.3. Ce tableau comporte des indéterminations liées au déphasage courant-tension imposé par la charge. En effet, en fonction des courants de phase, le bras interdit au blocage peut faire ou ne pas faire partie des deux bras "candidats" au blocage en zone extérieure. De même, en zone intérieure, le bras interdit au blocage peut être obtenu soit par une, soit par deux valeurs différentes de  $h_{NO}$ . La levée de ces indéterminations nécessite un redécoupage des zones du diagramme vectoriel qui dépend du déphasage. Elle n'est pas nécessaire ici, mais sera étudiée plus avant dans le chapitre 5.

### ► Application du principe retenu

On a établi que le respect de la contrainte de synchronisme passe par le choix du bras bloqué : c'est donc le premier degré de liberté de la stratégie qui va permettre de garantir l'efficacité de la double commutation. Or, ce choix est lié à la valeur de la composante homopolaire  $h_{NO}$

**Tableau 3.3** – Possibilités de *flat top* en respectant la contrainte de synchronisme des doubles commutations.

Position de $\vec{v}_{ref}$	Zone intérieure	Zone intermédiaire	Zone extérieure
Nombre de bras blocables = Nombre de triangles possibles (redondances exclues)	2	2	1 ou 2
Nombre de valeurs possibles de $h_{NO}$ = Nombre de triangles possibles (redondances incluses)	3 ou 4	2	1 ou 2



injectée aux références triphasées, et il est éventuellement possible que deux valeurs distinctes de  $h_{\text{NO}}$  conduisent au blocage du même bras<sup>8</sup>. À chaque période de découpage, on dispose donc d'un certain nombre de valeurs possibles de  $h_{\text{NO}}$  (2 à 5 en fonction de la position de  $\vec{v}_{\text{ref}}$ ) parmi lesquelles seul un sous-ensemble (1 à 4 en fonction de la position de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  et du déphasage) est admissible pour respecter la contrainte de synchronisme. Il suffit alors de choisir indifféremment l'une de ces valeurs admissibles.

Puisque qu'il peut rester jusqu'à quatre valeurs admissibles à départager, celles-ci peuvent être triées selon d'éventuels critères extérieurs autres que le respect de la contrainte de synchronisme. Cette possibilité sera notamment exploitée dans les chapitres suivants pour la limitation des surtensions et la prise en compte de la régulation du bus continu. Ainsi, l'application concrète du principe présenté s'effectue selon le synoptique de la figure 3.13, qui affine la partie "1<sup>er</sup> degré de liberté" du schéma général du modulateur présenté en figure 2.14.

En l'absence, momentanément, de critère extérieur permettant d'ordonnancer les valeurs possibles de  $h_{\text{NO}}$  dans un quelconque ordre de préférence, on pourra choisir le critère de tri arbitraire suivant :

Les  $h_{\text{NO}}$  sont classés par ordre croissant en valeur absolue :  $|h_{\text{NO}1}| < |h_{\text{NO}2}| < \dots$

Ce choix apporte une périodicité sur les valeurs disponibles de  $h_{\text{NO}}$  qui présentera un avantage intéressant dans le chapitre 5.

### 3.2.2.b Respect de la contrainte de symétrie des formes d'onde

On suppose satisfaite la contrainte de synchronisme : la valeur de  $h_{\text{NO}}$  à injecter aux références  $h_{k\text{N}}$  est connue et les commutations simultanées sont de même nature. On souhaite à présent imposer la nature de ces doubles commutations à *diode* → *transistor*.

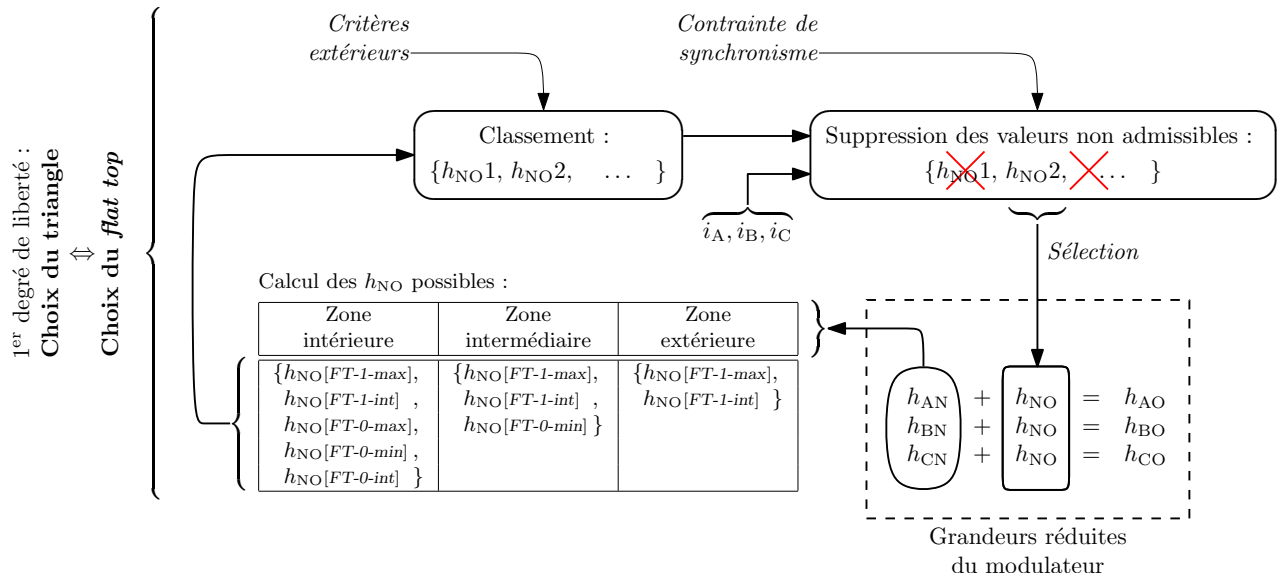
Puisque  $h_{\text{NO}}$  est connue, les valeurs des modulantes  $h_{k\text{O}}$  le sont aussi et les bras qui commutent sont déterminés. Le courant qui les traverse n'étant pas contrôlable, le moyen d'action à mettre en œuvre est de contrôler les sens de variation des tensions  $v_{k\text{O}}$  correspondantes (montantes ou descendantes) afin de se placer dans les conditions de commutation *diode* → *transistor* définies par le tableau 3.1. Or, le sens de variation d'une tension  $v_{k\text{O}}$  lors d'une double commutation est défini par l'orientation des porteuses en dents de scie (montantes ou descendantes) affectées à la modulante  $h_{k\text{O}}$  de ce bras (figure 2.11). De plus, le modulateur par porteuses est contrôlé de telle manière que les affectations d'orientations de porteuses sont déterminées à partir de la modulante intermédiaire en valeur absolue (section 2.2.2.b).

La solution à appliquer consiste donc, une fois la composante homopolaire connue, à déterminer le bras dont la modulante  $|h_{k\text{O}}|$  est intermédiaire en valeur absolue, pour en relever le signe du courant. Avec l'aide du tableau 3.1, on détermine le sens de variation souhaité de la tension  $v_{k\text{O}}$  de ce bras : montante si le courant est positif et descendante sinon. Il suffit alors de choisir l'orientation des porteuses affectées à ce bras pour obtenir le résultat souhaité :

- porteuses montantes pour obtenir un front montant ;
- porteuses descendantes pour un front descendant.

On assure ainsi que ce bras subira, lors de la double commutation, une commutation de type *diode* → *transistor*. Par ailleurs, puisque  $h_{\text{NO}}$  a déjà été choisie de manière à satisfaire la contrainte de synchronisme, il est établi que l'autre bras commutant aura une commutation du

<sup>8</sup>C'est le cas en zone intérieure, pour *FT-0-max* et *FT-1-max* ainsi que pour *FT-0-int* et *FT-1-int* (voir section 2.1.1.a).



**Figure 3.13** – Synoptique d’application de la contrainte de synchronisme grâce au premier degré de liberté.

même type, donc également *diode*  $\rightarrow$  *transistor* lors de la double commutation (l’orientation des porteuses qui lui sont affectées est automatiquement choisie contraire à celle du premier bras).

Pour son implantation dans le nouveau modulateur, la contrainte de symétrie peut donc se reformuler par l’énoncé suivant :

Lors d’une double commutation, les porteuses affectées au bras de modulante intermédiaire en valeur absolue doivent être montantes si le courant sortant de ce bras est positif, descendantes sinon.

C’est donc le deuxième degré de liberté de la stratégie qui assure le respect de cette contrainte. La figure 3.14 illustre son application en affinant la partie “2<sup>e</sup> degré de liberté” du schéma général du modulateur (figure 2.14).

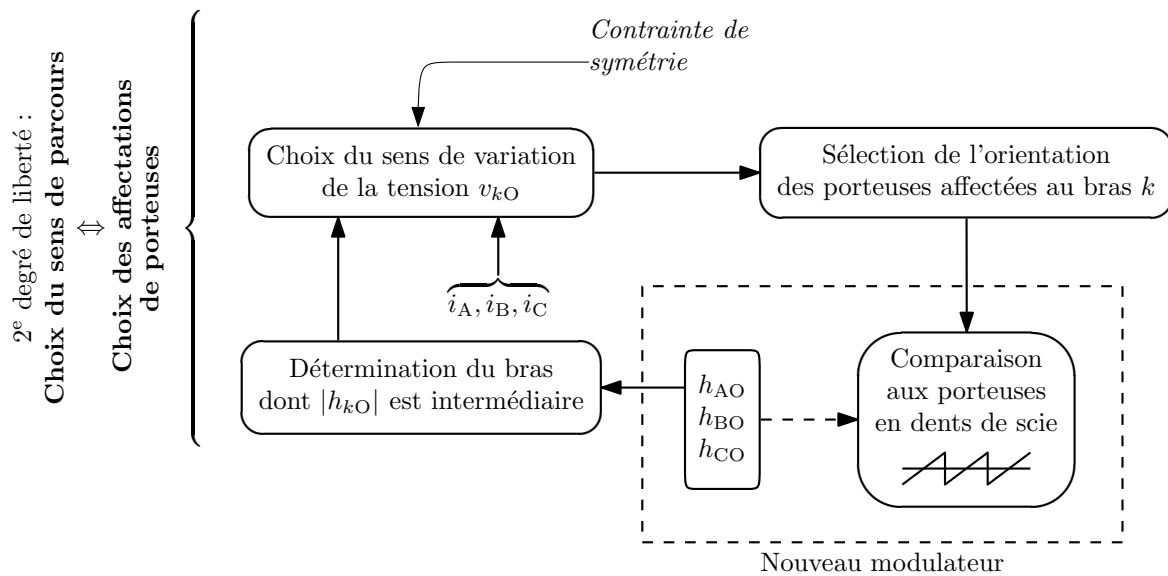
### 3.2.2.c Homogénéisation des durées de propagation

Le dernier aspect à surveiller concerne les inégalités des durées de propagation entre la commande et le front réel. Ces inégalités peuvent être dues à une dispersion temporelle importante des temps de propagation (que l’on peut caractériser par leur écart-type), ou bien à une disparité des valeurs moyennes des temps de propagation sur les différents IGBTs. Dans les deux cas, ces phénomènes ont comme conséquence de produire un délai indésirable entre deux fronts réels de commutation, alors que leurs commandes étaient à l’origine parfaitement synchrones.

Les mesures possibles contre ces problèmes passent par le choix et le réglage éventuel du matériel utilisé. En l’occurrence, on a précisé que les éléments mis en cause sont les *drivers* des transistors.

#### ► Dispersion temporelle

Pour évaluer l’importance de la dispersion temporelle introduite par les *drivers*, on a réalisé des séries de 200 mesures des délais obtenus entre les fronts de sortie de deux drivers commandés



**Figure 3.14** – Synoptique d’application de la contrainte de symétrie grâce au deuxième degré de liberté.

simultanément (par le même signal d’entrée). Les données obtenues sont filtrées numériquement pour reconstituer des courbes de densité de probabilité de ces délais. Ainsi, la figure 3.15 montre les densités de probabilité<sup>9</sup> obtenues pour les drivers SKHI22B de *Semikron* et ARCAL2106 distribué par *Arcel*. On observe un étalement conséquent de la réponse des drivers *Semikron*, caractérisé par un écart-type de 51 ns. Les drivers *Arcel*, en revanche, sont particulièrement stables avec un écart-type de la distribution inférieur à 3 ns. Remarquons que les fréquences de découpage mises en jeu dans les convertisseurs internes des drivers jouent manifestement un rôle important et pourraient expliquer les “bosses” observables sur la figure.

Le choix de *drivers* appropriés est ainsi crucial pour le bon fonctionnement de la nouvelle MLI, car on a vu que des délais tels que ceux obtenus par les interfaces *Semikron* ont des effets négatifs sur le comportement de la double commutation (figure 3.11e). Nous avons donc choisi d’utiliser les *drivers Arcel*, y compris sur l’onduleur *Semikron* donc les interfaces SKHI22B ont été remplacées par les ARCAL2106.

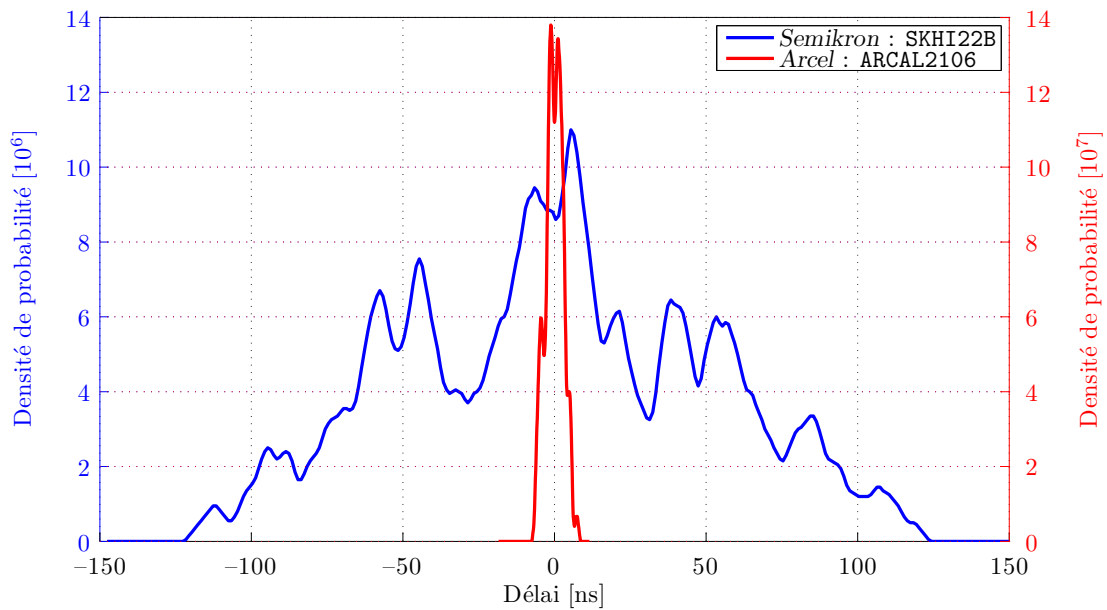
Remarquons tout de même que la sensibilité du courant de mode commun aux délais entre les fronts, et donc l’importance de cette contrainte matérielle, décroît si la fréquence de résonance du courant de mode commun se décale vers les basses fréquences (c’est par exemple le cas lorsque l’on intercale un câble long entre l’onduleur et la machine).

### ► Durée de propagation moyenne

En supposant négligeable la dispersion temporelle des *drivers* choisis, la durée de propagation (bien que stable) risque de varier d’une interface à l’autre. Cela se traduirait, sur la figure 3.15, par une courbe de densité de probabilité très étroite mais non centrée sur zéro.

On a choisi de compenser prioritairement les commutations *diode* → *transistor* et d’utiliser les *drivers* d’*Arcel*. Or, ceux-ci, à la mise en conduction du transistor, gèrent le temps mort par simple charge d’un circuit de type R-C dont la constante de temps détermine la durée. La simple tolérance sur la valeur de ces composants est alors une cause d’inhomogénéité des durées

<sup>9</sup>Les valeurs moyennes de ces distributions ont été recentrées sur zéro pour montrer uniquement l’influence du *jitter*.



**Figure 3.15** – Densités de probabilité reconstituées des délais entre les temps de propagation de *drivers* commandés simultanément.

de propagation entre les diverses interfaces. Afin de palier à ce problème, nous avons ajouté un potentiomètre (22 tours) de forte valeur (1 M $\Omega$ ) en parallèle à la résistance déjà en place. Ce dispositif permet d’ajuster la valeur apparente de la résistance avec une sensibilité de quelques ohms par tour. De cette manière, la durée de propagation moyenne de chaque *driver* a pu être réglée manuellement avec une précision de quelques nanosecondes, sans qu’il soit nécessaire de procéder régulièrement à une nouvelle “calibration” de ce type.

Moyennant un choix adéquat du matériel, ainsi qu’un cycle d’ajustement manuel des durées de propagation des différents *drivers* les uns par rapport aux autres, il est ainsi possible de s’affranchir des problèmes de délais entre les fronts de tension de deux commutations commandées simultanément.

### 3.3 Résultats expérimentaux

On présente ici les résultats expérimentaux de mesure du courant de mode commun conformément aux dispositifs et méthodes de mesure décrits en section 2.4.2. Ces résultats sont obtenus sur câble court afin d’imposer les contraintes les plus strictes sur les doubles commutations. En effet, la fréquence de résonance du courant de mode commun est la plus élevée dans cette configuration, ce qui laisse peu de délai admissible entre les instants réels des commutations.

Les mesures réalisées sont essentiellement comparatives et ont pour but de situer les performances de la nouvelle MLI par rapport aux stratégies classiques sur un onduleur à trois niveaux. Pour cela, on commande l’onduleur successivement par :

- une stratégie classique sans *flat top*, dont la tension de mode commun effectue six variations par période de découpage ;
- une stratégie classique de type *flat top*, dont la tension de mode commun effectue quatre variations par période de découpage ;
- la nouvelle MLI, dont l’objectif souhaité est de réduire la tension de mode commun à deux variations par période de découpage.

La réduction des fronts de tension de mode commun entre les deux premières modulations étant évidente, les relevés temporels compareront exclusivement la stratégie *flat top* classique et la nouvelle MLI, afin de montrer l’impact des doubles commutations sur la tension de mode commun et le courant HF qui en découle. En revanche, les trois stratégies seront analysées simultanément pour les mesures fréquentielles et en valeur efficace du courant de mode commun.

### 3.3.1 Aspect temporel

#### 3.3.1.a Observation des commutations

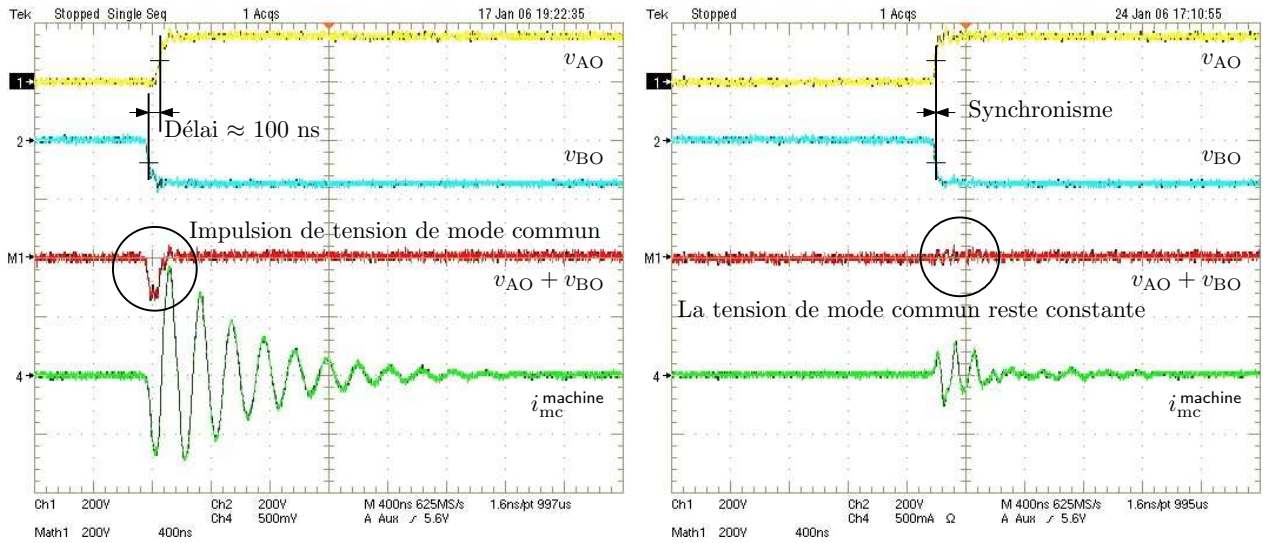
L’aspect critique de la nouvelle MLI reposant sur l’efficacité des doubles commutations, on présente ici des relevés temporels effectués sur l’oscilloscope à l’échelle des commutations.

Dans un premier temps, l’importance du synchronisme des doubles commutations est soulignée par la figure 3.16, dans laquelle le bras A commute de l’état 0 vers l’état 1 (tension  $v_{AO}$  en jaune) tandis que le bras B commute de l’état 0 à l’état  $-1$  (tension  $v_{BO}$  en bleu). Ces deux commutations sont de type *diode*  $\rightarrow$  *transistor*, conformément aux contraintes de commande énoncées en section 3.2.1.a. Le bras C est ici le bras bloqué par le *flat top*, c’est pourquoi la tension  $v_{CO}$  n’est pas représentée. La tension ( $v_{AO} + v_{BO}$ ), tracée en rouge, est alors une image de la tension de mode commun. Cet essai est réalisé dans la configuration expérimentale du montage de référence (figure 2.22), sans filtre CEM et sur câble court. Le courant de mode commun (tracé en vert) est  $i_{mc}^{machine}$  en provenance du moteur.

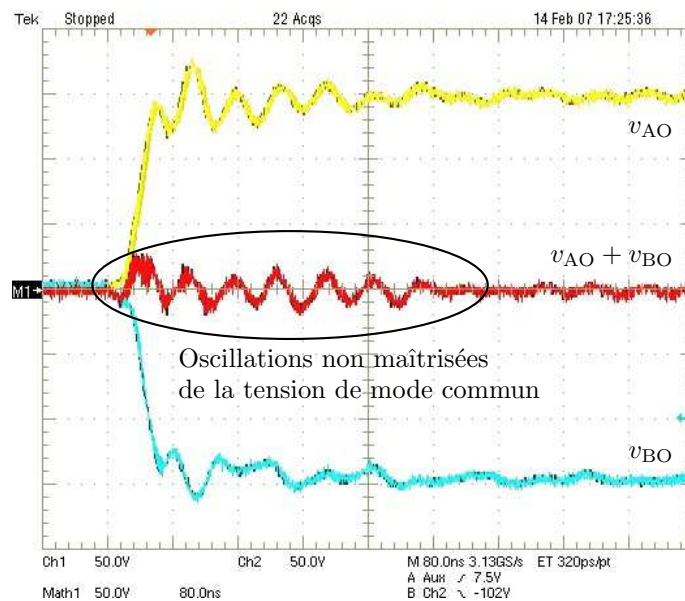
La figure 3.16a montre la grande sensibilité du courant de mode commun à un délai de l’ordre de 100 ns entre les commutations (remarquons que le délai observé dans cet exemple est dû au *jitter* des interfaces SKHI22B de *Semikron*). Ce résultat est conforme aux observations effectuées en simulation sur la figure 3.11e. En revanche, une bonne synchronisation des commutations (figure 3.16b) permet de réduire le courant de mode commun à une brève oscillation résiduelle.

À une échelle de temps plus fine, la figure 3.17 montre le comportement des commutations réalisées par la nouvelle MLI, après ajustement des durées de propagation sur les *drivers Arcel* : les fronts de tension  $v_{AO}$  et  $v_{BO}$  sont parfaitement synchrones et de pente semblable, si bien que la tension de mode commun résultante est exempte de ces fronts. Il est important de préciser que, grâce à la méthode de commande développée dans ce chapitre pour satisfaire aux contraintes de synchronisme et de symétrie, toutes les doubles commutations réalisées par la stratégie proposée se comportent de cette manière. Il reste toutefois des oscillations de faible amplitude sur la tension de mode commun : elles résultent de celles observables sur les tensions  $v_{AO}$  et  $v_{BO}$  suite à la commutation et sont difficilement maîtrisables.

Dans un second temps, un filtre CEM monophasé est inséré entre le RSIL et l’onduleur sur le montage de la figure 2.22. Ses capacités à la terre créent un chemin privilégié de circulation du courant de mode commun, augmentant l’amplitude et diminuant la fréquence de ce dernier. Ainsi, pour une commutation *diode*  $\rightarrow$  *transistor* isolée sur le bras A (figure 3.18a), le courant  $i_{mc}^{machine}$  (tracé en violet) comprend l’oscillation précédente (à 4,7 MHz) à laquelle se superpose une composante de fréquence inférieure (1,8 MHz) faiblement amortie. Le courant  $i_{mc}^{onduleur|filtre}$ , en revanche, n’oscille qu’à 1,8 MHz (ce qui implique que la fréquence la plus élevée provient d’une résonance entre l’impédance de mode commun de la machine et les capacités parasites de l’onduleur). Lors d’une double commutation, ces courants sont tous deux réduits à une courte oscillation résiduelle comme le montre la figure 3.18b. Ces résultats montrent l’efficacité des doubles commutations réalisées par la nouvelle MLI en termes de réduction du courant de mode commun.

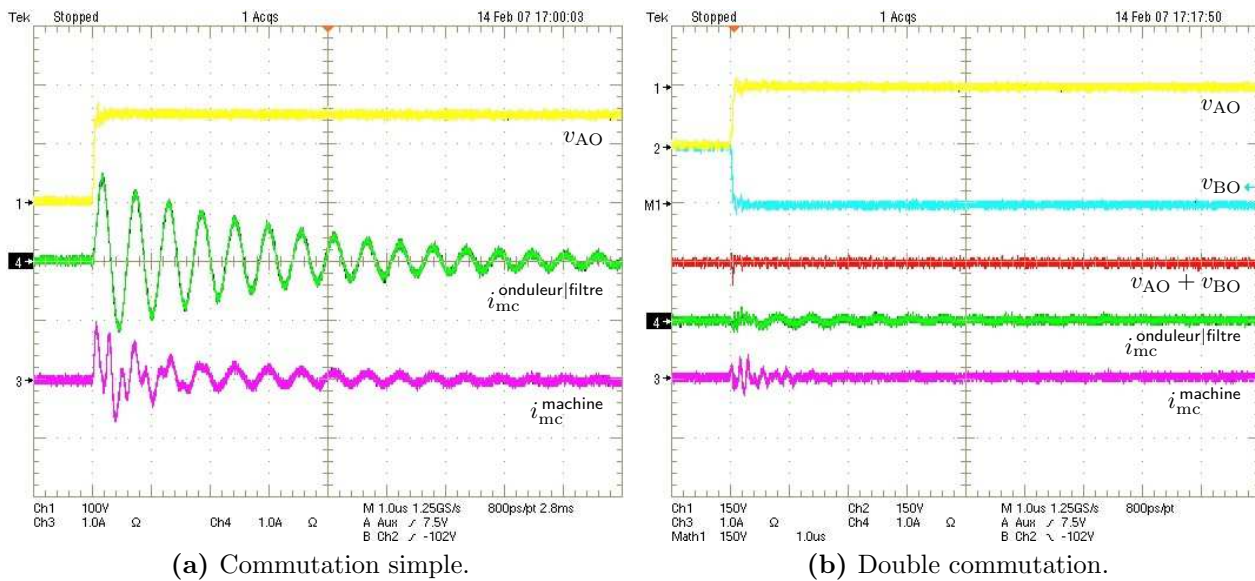


**Figure 3.16** – Influence expérimentale du délai entre deux commutations “simultanées” de type diode  $\rightarrow$  transistor.



**Figure 3.17** – Comportement des doubles commutations réalisées par la nouvelle MLI.





**Figure 3.18** – Courants  $i_{mc}^{machine}$  et  $i_{mc}^{onduleur|filtre}$  générés par les commutations de l'onduleur en présence du filtre CEM.

### 3.3.1.b Influence de la nouvelle MLI à l'échelle de la période de découpage

#### ► Formes d'ondes générales

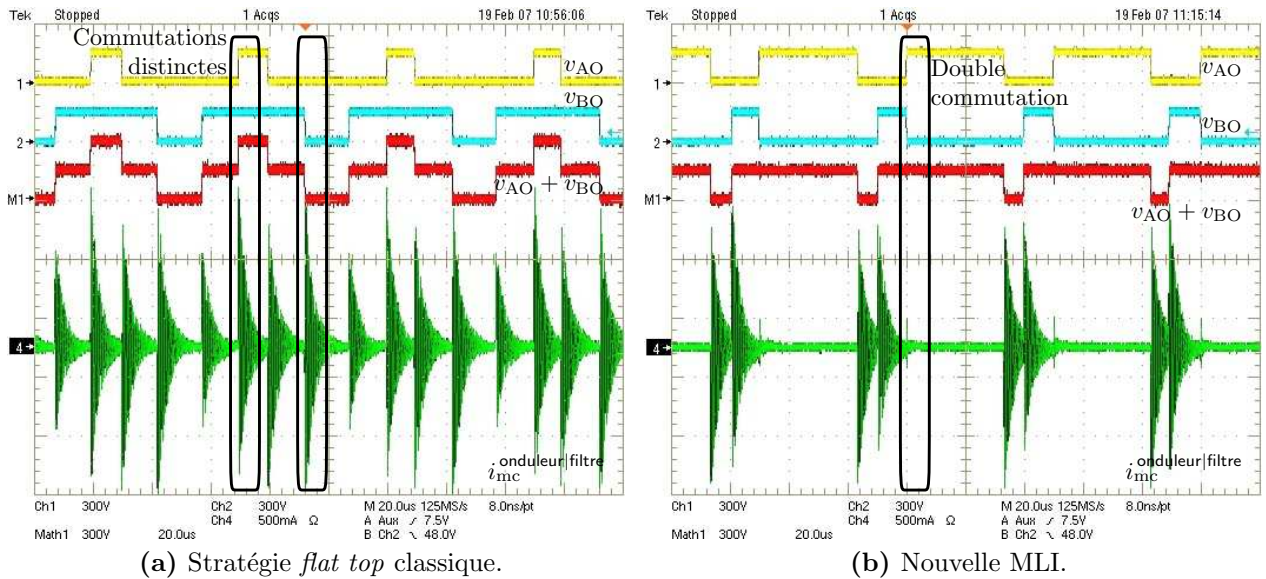
Reprenant le montage de référence doté d'un filtre CEM, on compare à présent le courant  $i_{mc}^{onduleur|filtre}$  généré, d'une part, par une stratégie *flat top* classique<sup>10</sup>, et d'autre part, par la nouvelle MLI. Cette comparaison est effectuée sur quatre périodes de découpage afin d'apprécier la contribution de toutes les commutations sur le courant de mode commun résultant. Dans les deux cas, les bras qui commutent sont A et B, leurs tensions  $v_{AO}$  et  $v_{BO}$  étant respectivement tracées en jaune et bleu. Le bras C étant bloqué, la tension  $v_{CO}$  est constante (non représentée) et la tension ( $v_{AO} + v_{BO}$ ) est une image de la tension de mode commun.

La figure 3.19a montre que la tension de mode commun générée par la stratégie classique comporte quatre variations par période de découpage et correspond à la forme d'onde prévue en figure 2.1b. En conséquence, quatre impulsions distinctes apparaissent sur le courant  $i_{mc}^{onduleur|filtre}$  par période de découpage. En particulier, les deux commutations entourées pendant la deuxième période de découpage génèrent les plus grandes impulsions de courant à partir de fronts dont le sens de variation est contraire. Il s'agit en réalité de commutations *diode* → *transistor*, que la nouvelle MLI fait coïncider sous forme de doubles commutations dans la figure 3.19b. En conséquence, le courant de mode commun résultant de cette double commutation est annulé. En effet, seules subsistent deux variations de la tension de mode commun par période de découpage, conformément au principe présenté en figure 2.7. Ces commutations non compensées sont de type *transistor* → *diode*.

#### ► Intérêt des contraintes de synchronisme et de symétrie

Afin de valider l'intérêt des contraintes énoncées en section 3.2.1.a pour l'efficacité de la nouvelle MLI vis-à-vis du courant de mode commun, on réalise des essais de deux types :

<sup>10</sup>Une stratégie classique sans *flat top* ne fait qu'ajouter, de manière évidente, deux impulsions de courant de mode commun supplémentaires par période de découpage.



**Figure 3.19** – Comparaison expérimentale d’une stratégie classique de type *flat top* et de la nouvelle MLI sur quatre périodes de découpage.

1. utilisation de la nouvelle MLI sans respecter la contrainte de synchronisme : il se produit alors des doubles commutations “mixtes” impliquant une commutation *transistor*  $\rightarrow$  *diode* décalées du temps mort ;
2. utilisation de la nouvelle MLI respectant la contrainte de synchronisme mais pas celle de symétrie des formes d’onde : il se produit dans ce cas des doubles commutations synchrones impliquant deux commutations de type *transistor*  $\rightarrow$  *diode*.

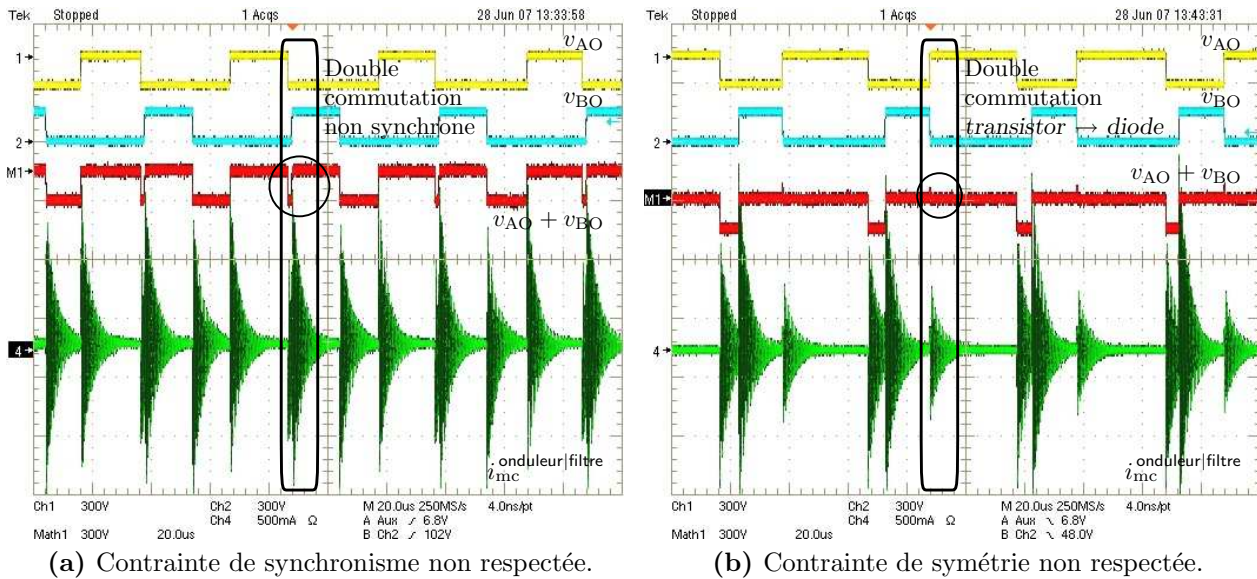
La figure 3.20a montre les formes d’ondes résultantes de la non application de la contrainte de synchronisme. La tension de mode commun présente, pendant la double commutation, une impulsion indésirable dont la durée est égale au temps mort. Par conséquent, le courant de mode commun subit une impulsion de grande amplitude rendant la double commutation inefficace. En cas de synchronisme de la double commutation mais de non respect de la contrainte de symétrie, la figure 3.20b montre que la réduction du courant de mode commun n’est pas optimale du fait d’une brève variation de la tension de mode commun pendant la double commutation (cette variation est à peine perceptible à l’échelle de l’image). L’amplitude du courant de mode commun, apparaissant en réponse à cette double commutation, est variable en fonction des courants circulant dans les bras qui commutent<sup>11</sup>. Néanmoins, cette configuration reste une amélioration du comportement de l’onduleur en termes de réduction du courant de mode commun.

### 3.3.1.c Valeur efficace

La valeur efficace du courant de mode commun  $i_{mc}^{machine}$  sortant du moteur est un critère simple permettant de rendre compte du niveau d’émission des stratégies étudiées. Dans le cas du montage de référence (figure 2.22) sans filtre CEM, les commutations *diode*  $\rightarrow$  *transistor* ont un effet nettement plus important sur le courant de mode commun que les commutations *transistor*  $\rightarrow$  *diode* (voir les figures 3.5a et 3.5b) du fait de la fréquence élevée des oscillations

<sup>11</sup>Pour un même point de fonctionnement, un relevé effectué à un instant de la période d’alimentation pour lequel l’adéquation du courant est moins bonne conduit à une réponse supérieure du courant de mode commun, comme présenté dans [Vid07b].

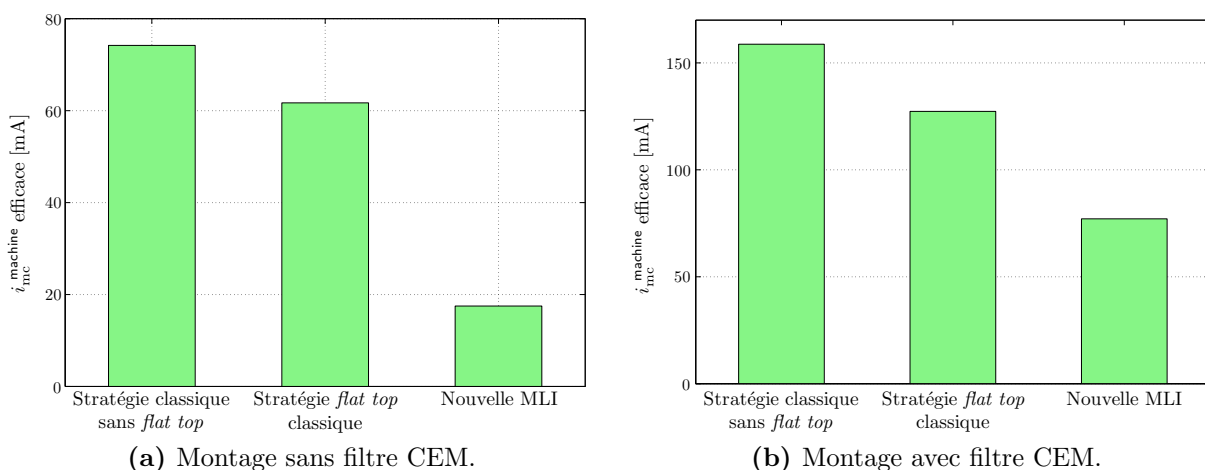




**Figure 3.20** – Preuve expérimentale de l'intérêt des contraintes imposées à la stratégie proposée.

et de leur amortissement rapide. Par conséquent, la compensation exclusive des commutations *diode*  $\rightarrow$  *transistor* grâce à la commande développée se traduit par un gain très important en valeur efficace (environ 70 % par rapport à la stratégie *flat top* classique), comme le montre la figure 3.21a. Lorsque le filtre CEM est utilisé, les commutations *diode*  $\rightarrow$  *transistor* ont davantage d'influence du fait de la fréquence plus faible introduite sur le courant de mode commun. Le gain de la nouvelle MLI est alors moins important (figure 3.21b) mais reste de l'ordre de 40 % par rapport au *flat top* classique.

Ces résultats ne constituent pas une caractérisation exacte du courant de mode commun participant à la détérioration des roulements de la machine, notamment parce que la valeur efficace ne tient pas compte de la répartition fréquentielle du courant. Néanmoins, ils mettent en évidence une réduction globale importante du courant de mode commun circulant dans la machine lorsque la MLI proposée est utilisée.



**Figure 3.21** – Valeur efficace mesurée du courant de mode commun sortant de la machine.

### 3.3.2 Aspect fréquentiel

#### 3.3.2.a Analyse du courant de mode commun

L'analyse spectrale du courant de mode commun permet de quantifier le gain apporté par la nouvelle MLI sur la bande de fréquence de 150 kHz à 30 MHz. Dans un premier temps, l'analyseur de spectre dont nous disposons nous a permis de déterminer les enveloppes des spectres mesurés (mode *max hold*). Dans un second temps, un récepteur de mesure adapté aux détections de type quasi-crête et moyen nous a rapproché des conditions de mesure utilisées pour les normes de CEM. Les derniers essais, obtenus pour une tension de bus de 600 V, utilisent une mesure directe de la tension aux bornes des résistances du RSIL.

La figure 3.22 montre les résultats obtenus sur le montage de la figure 2.22 avec filtre CEM, à la fois pour le courant  $i_{mc}^{\text{onduleur|filtre}}$  (mesure proche du RSIL destinée à comparer les stratégies de modulation en vue de faciliter le passage des normes) et le courant  $i_{mc}^{\text{machine}}$  (mesure destinée à évaluer le gain de la nouvelle MLI sur le courant circulant dans la machine, et donc indirectement sur la durée de vie de cette dernière). Les mesures à l'analyseur de spectre (figures 3.22a et 3.22b), effectuées en échelle linéaire, sont tronquées à 10 MHz afin d'insister sur la partie la plus intéressante du spectre (au delà, les niveaux atteints diminuent et les trois courbes sont très proches les unes des autres). On y retrouve les fréquences de résonance déjà évoquées dans les observations temporelles précédentes (1,8 MHz et 4,7 MHz). Les quatre autres diagrammes<sup>12</sup> montrent les résultats obtenus avec le récepteur de mesure en modes de détection quasi-crête et moyen. Ces résultats présentent des tendances semblables en termes d'apport de la nouvelle MLI par rapport aux stratégies classiques : on observe une réduction d'environ 5 dBmA du niveau d'émission entre la stratégie proposée et un *flat top* classique, entre 150 kHz et 6 MHz. Le gain maximal est obtenu autour de 3 MHz pour le détecteur moyen, où il atteint 10 dBmA. Au delà de 10 MHz, la méthode n'est plus efficace. En effet, les composantes fréquentielles de cet ordre de grandeur ne sont plus compensées par la double commutation. Par exemple, les oscillations observées sur l'image de la tension de mode commun en figure 3.17 correspondent au pic apparaissant entre 10 MHz et 20 MHz.

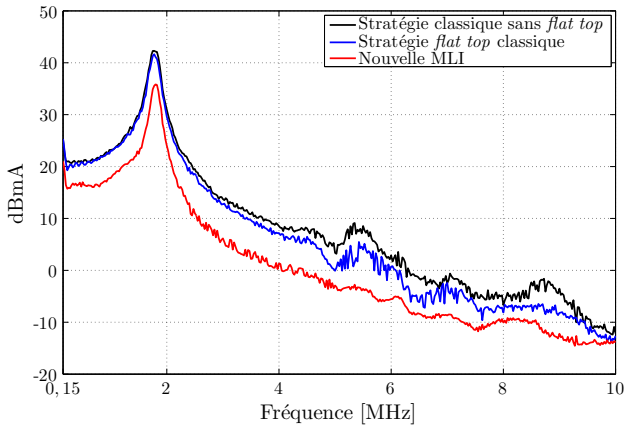
#### 3.3.2.b Mesures sur le RSIL

Les essais réalisés sous une tension de bus de 600 V avec le dispositif expérimental amélioré de la figure 2.23b sont réalisés par mesure directe de la tension aux bornes d'une résistance<sup>13</sup> du RSIL, appliquée au récepteur de mesure qui effectue des acquisitions en modes quasi-crête et moyen. D'autre part, afin de vérifier la validité de l'approche proposée dans différentes configurations de fonctionnement de l'onduleur, on applique deux fréquences d'alimentation du moteur (50 Hz et 5 Hz) ainsi que deux fréquences de découpage (16 kHz et 6 kHz) distinctes<sup>14</sup>.

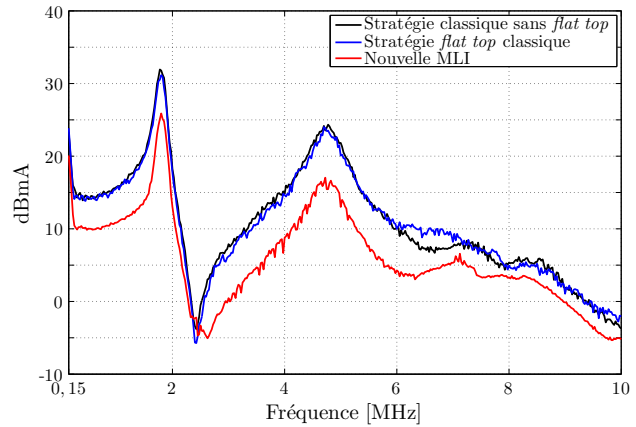
<sup>12</sup>Dans ces diagrammes, le signal brut d'une modulation, tracé en trait fin, est filtré numériquement pour en extraire l'enveloppe des points maximaux qui est tracée en trait épais de la même couleur : cela facilite la comparaison entre les différentes stratégies.

<sup>13</sup>Les spectres des tensions aux bornes des deux résistances du RSIL sont identiques jusqu'à 5 MHz et diffèrent légèrement aux fréquences supérieures : on choisit donc, pour les mesures, la résistance pour laquelle le spectre est le plus haut.

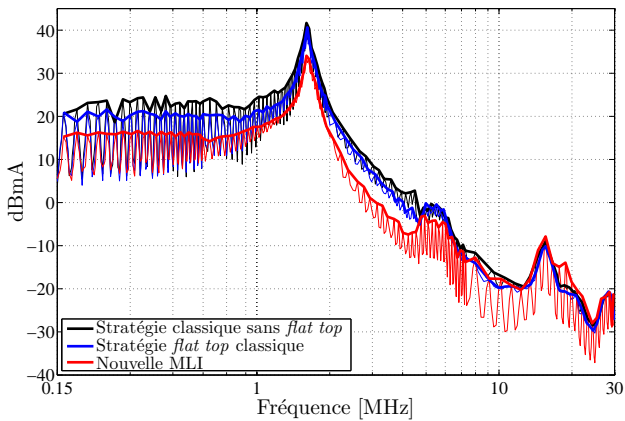
<sup>14</sup>Le cas impliquant une fréquence moteur de 5 Hz (et donc une faible tension appliquée) avec une fréquence de découpage de 16 kHz n'est pas traité car une telle configuration requiert des impulsions très fines sur les bras qui commutent. Or, notre commande moteur ne prend pas en compte la déformation, voire la suppression de ces impulsions sous l'effet des temps morts : la tension résultante est de très mauvaise qualité (courant non sinusoïdal dans la machine) et les conditions d'application de la nouvelle MLI ne sont pas réunies du fait des commutations manquantes.



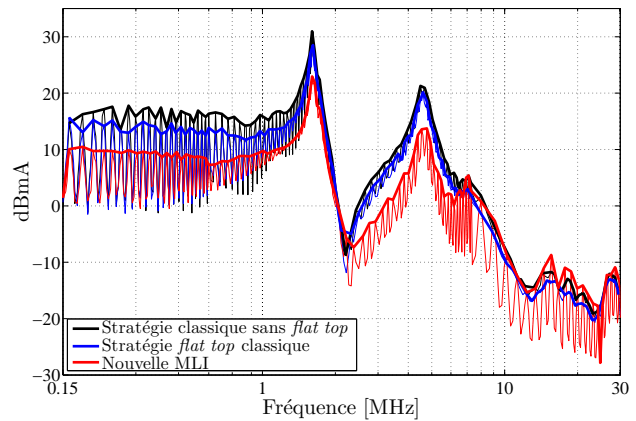
(a) Courant  $i_{mc}^{\text{onduleur|filtre}}$ ,  
Analyseur de spectre : *max hold*.



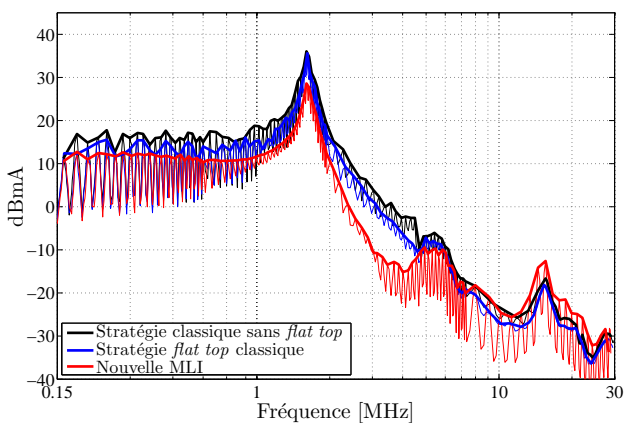
(b) Courant  $i_{mc}^{\text{machine}}$ ,  
Analyseur de spectre : *max hold*.



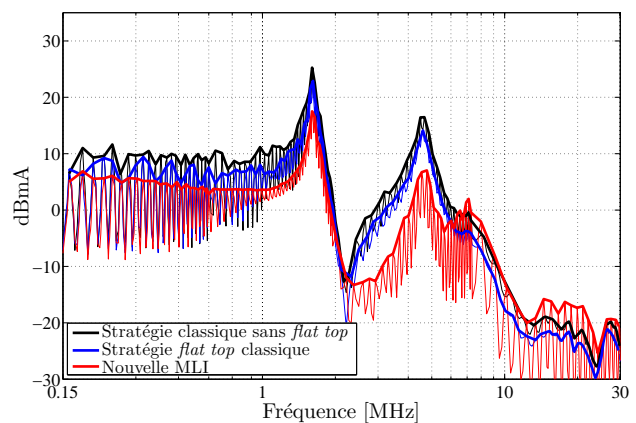
(c) Courant  $i_{mc}^{\text{onduleur|filtre}}$ ,  
Récepteur de mesure : détecteur quasi-crête.



(d) Courant  $i_{mc}^{\text{machine}}$ ,  
Récepteur de mesure : détecteur quasi-crête.



(e) Courant  $i_{mc}^{\text{onduleur|filtre}}$ ,  
Récepteur de mesure : détecteur moyen.



(f) Courant  $i_{mc}^{\text{machine}}$ ,  
Récepteur de mesure : détecteur moyen.

**Figure 3.22** – Analyses fréquentielles du courant de mode commun circulant dans le montage de référence doté d'un filtre CEM.

Les résultats présentés en figure 3.23 montrent que l'on retrouve les tendances observées en figure 3.22, avec une réduction d'environ 5 dB $\mu$ V de la nouvelle MLI par rapport aux stratégies classiques, notamment en détection quasi-crête. Ce gain est moins marqué en mode moyen pour les plus faibles fréquences, mais la forte réduction déjà évoquée entre 2 et 4 MHz est confirmée : la stratégie proposée est la plus efficace dans cette bande de fréquences, qui correspond typiquement à l'influence des formes d'ondes des commutations.

### 3.3.2.c Influence sur les émissions rayonnées.

On peut penser a priori qu'une réduction des perturbations conduites et notamment en mode commun pourrait se répercuter par un gain sur les émissions rayonnées par le convertisseur. Afin d'éprouver cette éventualité, nous avons procédé à une semaine de mesures en rayonné dans le cadre d'une collaboration<sup>15</sup> avec l'École des Mines de Douai. Il s'agit de mesures du champ électrique, réalisées en chambre anéchoïque à trois mètres de distance (champ lointain), à l'aide d'une antenne biconique dont la bande passante permet de mesurer les émissions entre 30 MHz et 300 MHz.

La figure 3.24 montre une prise de vue depuis l'entrée de la chambre, faisant apparaître l'antenne au premier plan et le montage expérimental (équipé de l'onduleur *Arcel*) en arrière plan. L'onduleur est élevé sur une table en bois, les autres éléments du montage étant posés au sol. Une simple analyse de spectre avec détection d'enveloppe (mode *max hold*) est présentée en figure 3.25a pour différentes configurations. La courbe inférieure (en violet) correspond au bruit mesuré par la seule alimentation de la carte de commande (la mise en route de l'alimentation du bus continu ou du PC de contrôle du DSP n'intervient que de manière négligeable dans ce spectre). Lorsqu'une consigne de tension fait débiter l'onduleur sur le moteur, le niveau global du champ rayonné augmente. Cependant, aucune stratégie ne se détache particulièrement des autres. De la même manière, une détection quasi-crête réalisée par le récepteur de mesure conduit aux résultats de la figure 3.25b. Là encore, les courbes obtenues sont imbriquées et il n'est pas possible de conclure quant aux performances de l'une de ces stratégies comparativement aux autres. Une mesure équivalente en détecteur moyen conduit par ailleurs aux mêmes observations.

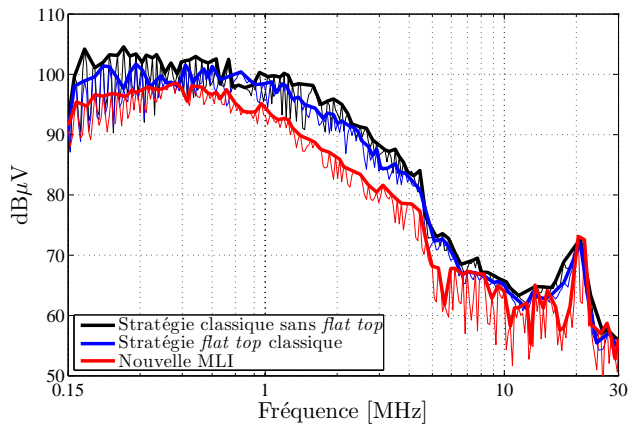
Cette étude annexe permet donc de conclure que les améliorations apportées par la nouvelle MLI sur les perturbations conduites n'a aucune répercussion positive ou négative dans le domaine rayonné considéré. De fait, on observait déjà en conduit que les différences d'émission entre les stratégies étudiées devenaient très faibles et incertaines à partir de 10 MHz. La bande de fréquence considérée pour les normes rayonnées commençant à 30 MHz, ce résultat est donc naturel compte tenu de l'inadéquation des bandes de fréquences considérées.

## 3.4 Conclusion du troisième chapitre

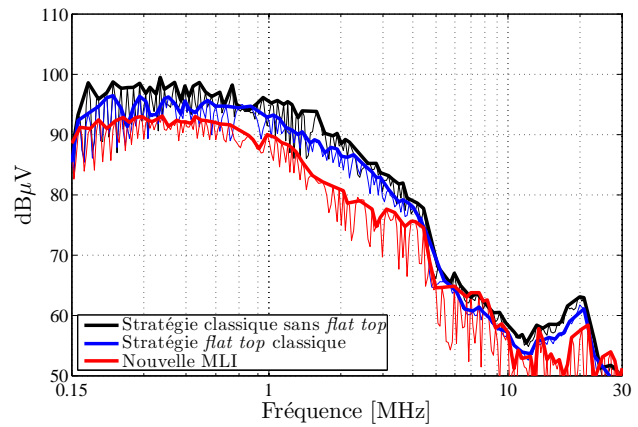
Ce chapitre présente les phénomènes principaux prenant place entre l'injection d'une référence au modulateur et les commutations réelles du bras concerné. Un modèle comportemental des commutations, basé sur l'injection pondérée de formes d'ondes expérimentales, est développé et validé par comparaison des observations expérimentales avec les grandeurs simulées. Ce

---

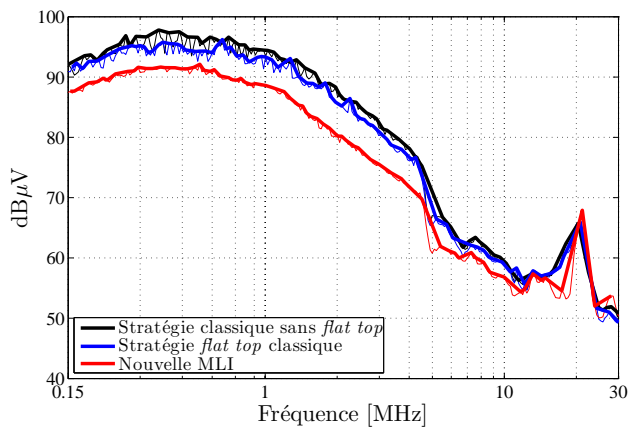
<sup>15</sup>La thèse de Ouafae AOUINE, encadrée par Mme Cécile LABARRE et M. François COSTA sur l'étude des émissions rayonnées par les variateurs de vitesse, fait également partie du projet *Green Drive* de *Schneider Electric*.



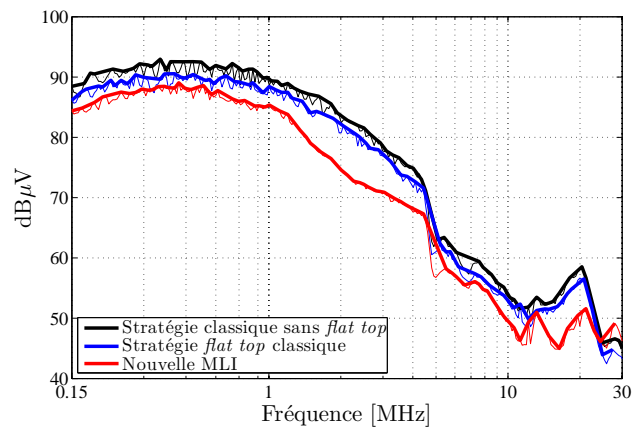
(a) Alimentation moteur : 50 Hz,  
Fréquence de découpage : 16 kHz,  
Décteur quasi-crête.



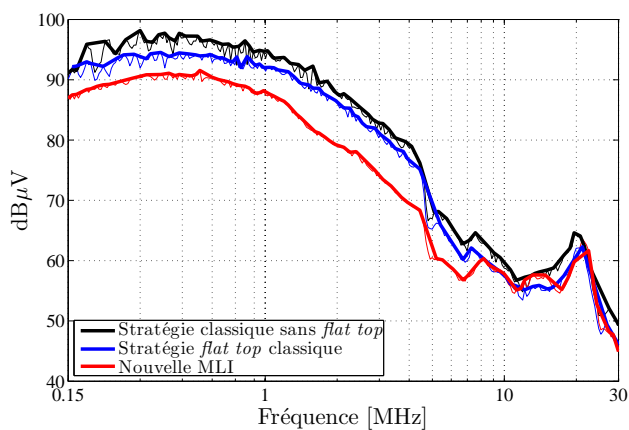
(b) Alimentation moteur : 50 Hz,  
Fréquence de découpage : 16 kHz,  
Décteur moyen.



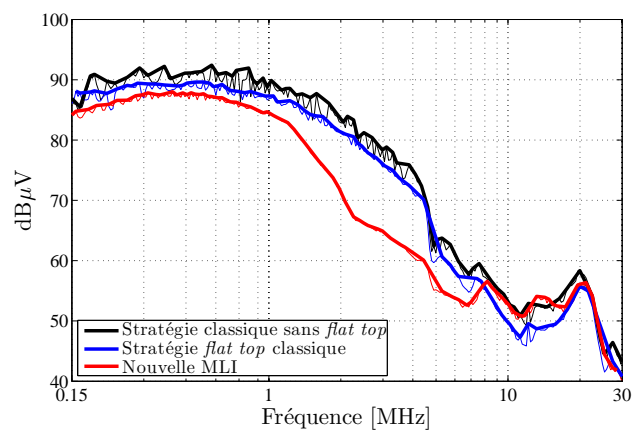
(c) Alimentation moteur : 50 Hz,  
Fréquence de découpage : 6 kHz,  
Décteur quasi-crête.



(d) Alimentation moteur : 50 Hz,  
Fréquence de découpage : 6 kHz,  
Décteur moyen.



(e) Alimentation moteur : 5 Hz,  
Fréquence de découpage : 6 kHz,  
Décteur quasi-crête.



(f) Alimentation moteur : 5 Hz,  
Fréquence de découpage : 6 kHz,  
Décteur moyen.

**Figure 3.23** – Spectres des tensions mesurées aux bornes du RSIL dans la configuration expérimentale autorisant un bus continu à 600 V.



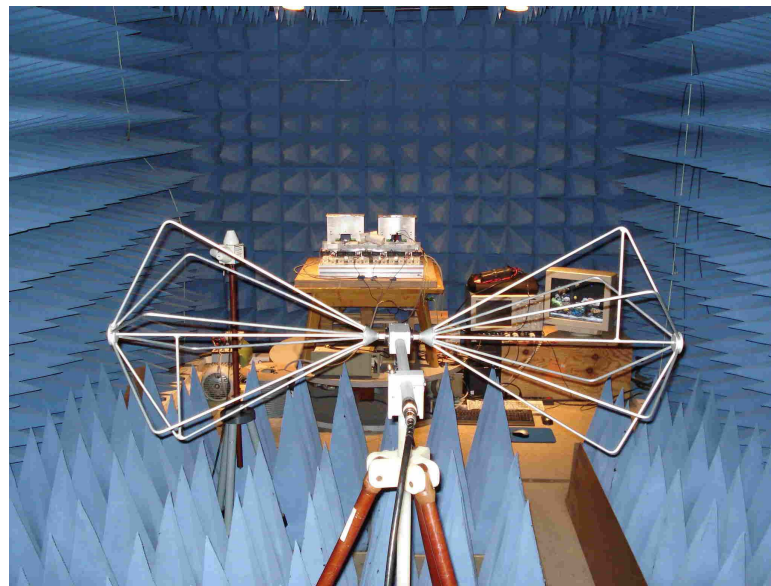


Figure 3.24 – Mesure des émissions rayonnées par l'onduleur en chambre anéchoïque.

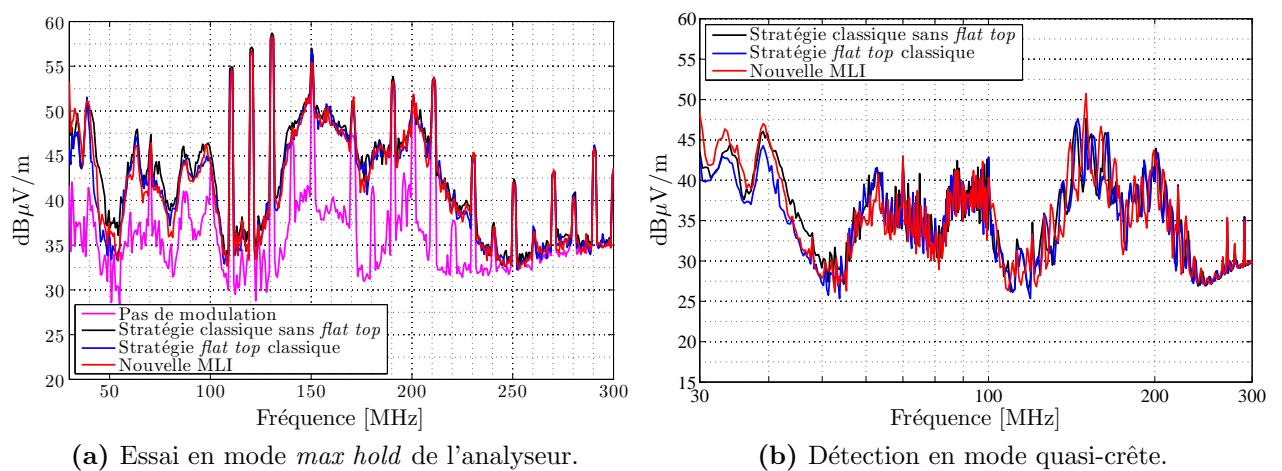


Figure 3.25 – Résultats de mesures en rayonné dans la bande 30 MHz → 300 MHz.

modèle permet de montrer l'influence des phénomènes réels des commutations sur le comportement de la nouvelle MLI en termes de réduction du courant de mode commun, en particulier lors des doubles commutations.

Ces observations donnent lieu à la formulation de deux contraintes se traduisant par des conditions d'application précises des deux degrés de liberté présentés dans le chapitre 2. Une méthode de commande adaptée au nouveau modulateur par porteuses permet alors de contrôler ces degrés de liberté pour satisfaire systématiquement ces contraintes. Bien que la MLI proposée n'effectue qu'une double commutation par période de découpage, ce procédé permet d'en garantir l'efficacité en toutes circonstances.

Des considérations techniques ayant établi le choix du matériel pouvant être utilisé pour préserver les bénéfices de la stratégie, les mesures expérimentales réalisées dans les domaines temporel et fréquentiel montrent une réduction effective du courant de mode commun généré par un onduleur NPC contrôlé par la nouvelle MLI par rapport aux stratégies classiques. L'importance des contraintes énoncées dans ce but est par ailleurs démontrée. Bien que les émissions rayonnées par le convertisseur ne soient pas affectées par la nouvelle modulation, un gain de cinq décibels est observé en mode conduit dans diverses configurations expérimentales, pour des fréquences s'étalant entre une centaine de kilohertz et quelques mégahertz.

# Chapitre 4

## Limitation des surtensions

### Sommaire

---

<b>4.1</b>	<b>Influence de la nouvelle MLI sur les surtensions moteur</b>	<b>110</b>
4.1.1	Mise en évidence des risques de surtension	110
4.1.1.a	Modélisation	110
4.1.1.b	Représentation vectorielle	111
4.1.1.c	Application aux différentes stratégies	111
4.1.1.d	Contrainte en surtension	112
4.1.2	Application à la stratégie proposée	114
4.1.2.a	Les doubles commutations	115
4.1.2.b	Les quasi doubles commutations	115
4.1.2.c	Les transitions ponctuelles	117
<b>4.2</b>	<b>Commande adaptée à la limitation des surtensions</b>	<b>120</b>
4.2.1	Contrôle des doubles commutations	120
4.2.1.a	Principe de commande	120
4.2.1.b	Réalisation de la commande	124
4.2.1.c	Simulation de la méthode	126
4.2.2	Prise en compte des quasi doubles commutations	126
4.2.2.a	Principe d'évitement	126
4.2.2.b	Réalisation pratique	127
4.2.2.c	Simulation de l'algorithme amélioré	129
4.2.3	Contrôle des transitions aux changements de triangles	129
4.2.3.a	Méthode de contrôle des transitions	129
4.2.3.b	Implantation de la solution	133
4.2.3.c	Simulation de la méthode	134
<b>4.3</b>	<b>Résultats expérimentaux</b>	<b>138</b>
4.3.1	Observation temporelle des surtensions	138
4.3.2	Représentation vectorielle	140
4.3.3	Influence sur le courant de mode commun	140
<b>4.4</b>	<b>Conclusion du quatrième chapitre</b>	<b>142</b>

---



**L**E CHAPITRE précédent a montré que la MLI proposée permettait de réduire les courants de mode commun par rapport aux stratégies classiques. Parallèlement, les doubles commutations réalisées dans ce but engendrent une contrepartie négative sur les surtensions générées aux bornes du moteur en cas d'utilisation sur câble long.

Ce chapitre étudie l'influence de la MLI proposée sur les surtensions moteurs, en la situant par rapport aux autres stratégies retenues pour comparaison. Avec pour nouvelle contrainte le non dépassement des niveaux de surtension atteints par les stratégies classiques en trois niveaux, les causes de surtensions accrues dues à la nouvelle MLI sont exposées et des solutions adaptées à chacune d'elles sont proposées. L'algorithme de commande ainsi développé est validé par simulation et expérimentation. Les résultats confirment l'intérêt de la MLI sur le courant de mode commun tout en respectant les objectifs de limitation des surtensions moteur.

## 4.1 Influence de la nouvelle MLI sur les surtensions moteur

Comme l'a signalé la section 2.3.2.d, la tension de mode différentiel délivrée par l'onduleur possède des fronts de grande amplitude du fait des doubles commutations, ce qui peut se traduire par un niveau de surtension accru au niveau des enroulements du moteur.

On propose ici une méthode de représentation vectorielle des surtensions permettant d'évaluer l'influence des différentes stratégies et notamment de la MLI proposée. On définit une nouvelle contrainte en surtension, et l'on présente les trois configurations d'utilisation de la nouvelle MLI qui peuvent conduire à un non respect de cette contrainte.

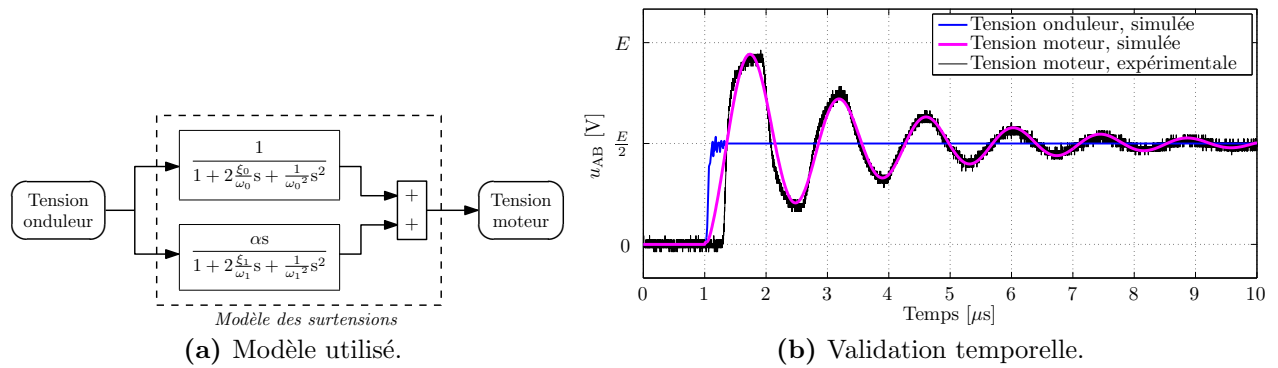
### 4.1.1 Mise en évidence des risques de surtension

#### 4.1.1.a Modélisation

On a vu en section 1.1.3 qu'une variation de tension de mode différentiel appliquée en entrée de câble pouvait engendrer, à sa sortie, une surtension oscillante de valeur maximale égale à deux fois la variation du front initial. On modélise classiquement ce phénomène par une simple équation du second ordre (circuit oscillant de type R-L-C série), qui suffit généralement<sup>1</sup> à rendre compte des oscillations de tension malgré sa simplicité.

Dans notre cas, il s'est avéré difficile avec ce modèle de concilier l'instant et l'amplitude du premier dépassement de tension avec l'amortissement observé expérimentalement. Afin d'obtenir une bonne concordance entre les valeurs mesurées des extremums de tension et leur équivalent en simulation (notamment pour les premiers dépassements, qui sont les plus importants), on a choisi d'ajouter une deuxième fonction de transfert permettant de corriger l'amplitude des premières oscillations comme le montre la figure 4.1a. Ce modèle simple est implanté directement sous SIMULINK®, ce qui permet une résolution matricielle rapide dans MATLAB®. La figure 4.1b montre, pour un front de la tension  $u_{BC}$ , la concordance du modèle ainsi obtenu avec le relevé expérimental. Les paramètres utilisés sont indiqués dans le tableau 4.1.

<sup>1</sup>L'allure quelque peu "cassée" de la forme d'onde théorique est mal restituée par ce modèle, mais en pratique les différences concernent essentiellement le début de la courbe (les plus hautes fréquences sont rapidement atténuées, rapprochant l'allure d'une sinusoïde).



**Figure 4.1** – Modélisation des surtensions dues aux réflexions aux extrémités du câble long.

**Tableau 4.1** – Paramètres du modèle des surtensions retenu.

Paramètre	$\xi_0$	$\omega_0$	$\alpha$	$\xi_1$	$\omega_1$
Valeur	0,083	$4,44 \times 10^6$	$1,65 \times 10^{-7}$	0,7	$3,71 \times 10^6$

#### 4.1.1.b Représentation vectorielle

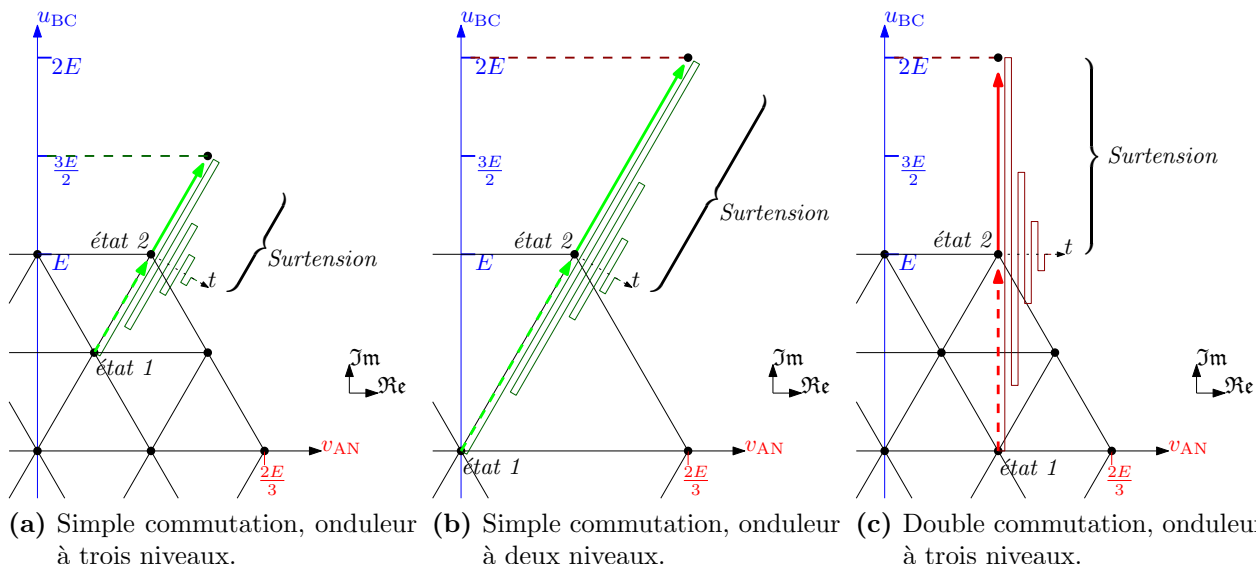
On peut représenter les surtensions dans le diagramme vectoriel ainsi que le montrent les exemples de la figure 4.2. En effet, dans le cas d'un onduleur NPC effectuant une simple commutation de l'état 1 à l'état 2 (flèche verte en tirets le long d'un petit segment sur la figure 4.2a), la surtension associée peut être décrite par le tracé temporel le long de l'axe fictif<sup>2</sup>  $t$ . Dès lors, l'intégralité de la trajectoire de la tension apparaissant aux bornes du moteur est contenue à la fois dans la flèche de déplacement initiale (en pointillés) et dans la seconde flèche verte, de même longueur et direction, et prolongeant celle-ci (en trait plein). Le paramètre critique étant le niveau de surtension maximal atteint au cours du processus, indiqué par l'extrémité de la flèche en trait plein, le simple tracé de cette flèche suffit à représenter vectoriellement la surtension découlant d'une commutation quelconque.

De la même manière, la figure 4.2b applique cette représentation au cas d'un onduleur classique à deux niveaux. On notera que, le déplacement initial étant double du cas précédent, la surtension résultante est d'autant plus importante. Enfin, une double commutation sur un onduleur NPC correspond à un déplacement le long de la grande diagonale d'un losange, tel que représenté par la flèche rouge en tirets sur la figure 4.2c. La surtension obtenue est plus importante que pour une simple commutation, ce qui confirme les prévisions effectuées en section 2.3.2.d quant à l'influence préjudiciable des doubles commutations sur les surtensions moteur.

#### 4.1.1.c Application aux différentes stratégies

On peut à présent étendre cette représentation vectorielle aux différentes stratégies étudiées. Ainsi, la figure 4.3a fait apparaître l'enveloppe des niveaux de tension maximums atteints par les stratégies classiques (avec ou sans *flat top*) sur un onduleur NPC. On quantifie cette enveloppe par la tension de mode différentiel  $u_{BC}$ , qui atteint  $\frac{3E}{2}$ . Ce niveau constitue un gain par rapport à l'onduleur à deux niveaux commandé par une stratégie classique, car on peut observer en figure 4.2b que la tension  $u_{BC}$  atteint  $2E$  dans ce cas. Ainsi, l'onduleur NPC permet

<sup>2</sup>En toute rigueur, il s'agit bien sûr d'une troisième dimension qui devrait être perpendiculaire au plan.



**Figure 4.2** – Représentation vectorielle des surtensions pour différentes commutations.

naturellement de réduire les surtensions moteur : on considérera la valeur  $\frac{3E}{2}$  comme étant un *faible niveau de surtension*.

Le même onduleur NPC, commandé par une stratégie MLI effectuant des doubles commutations aura cependant un comportement très différent vis-à-vis des surtensions moteur. En effet, la figure 4.3b montre les surtensions obtenues exclusivement par des doubles commutations. Alors que certaines d'entre elles n'atteignent que le faible niveau de surtension à  $\frac{3E}{2}$  (flèches oranges), un certain nombre dépasse cette valeur et atteint le niveau  $2E$ . Celui-ci est considéré comme un *fort niveau de surtension* car il annule l'intérêt du montage NPC sur les surtensions moteur : on obtient alors les mêmes performances qu'un simple onduleur à deux niveaux.

De fait, la figure 4.4 montre des résultats de simulation comparant une stratégie classique de type *flat top* et la nouvelle MLI. Elle confirme l'analyse temporelle et vectorielle<sup>3</sup> effectuée jusqu'à présent.

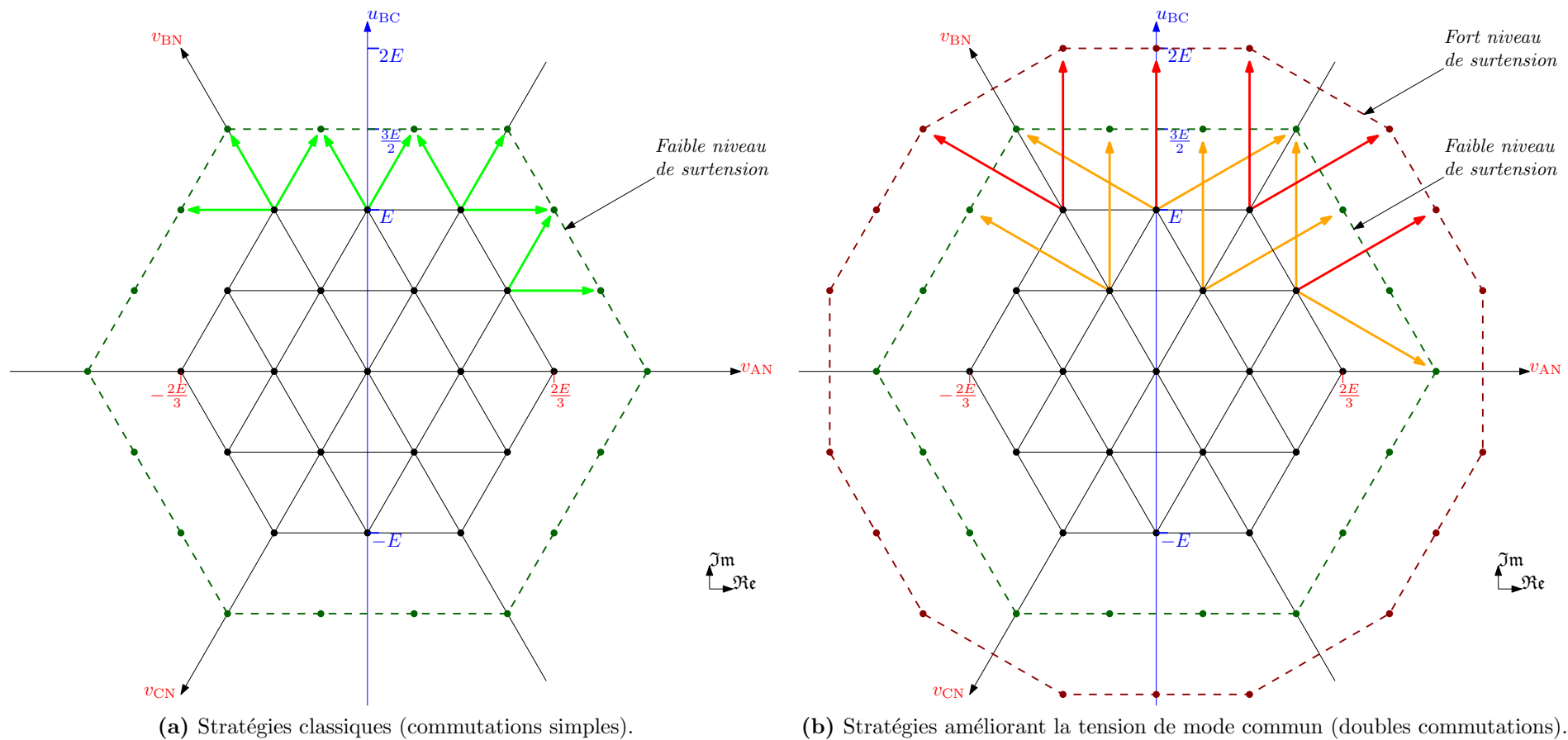
#### 4.1.1.d Contrainte en surtension

Il n'est pas souhaitable que l'amélioration obtenue grâce aux doubles commutations sur le courant de mode commun se paie par une telle dégradation sur les surtensions moteur. De surcroît, la figure 4.3b montre que toutes les doubles commutations ne sont pas nécessairement néfastes au regard du niveau de surtension qu'elles génèrent. Il est donc possible d'exploiter l'intérêt des doubles commutations pour réduire le courant de mode commun tout en évitant d'accroître les surtensions. On définit alors une nouvelle contrainte, nommée **contrainte en surtension**, de la manière suivante :

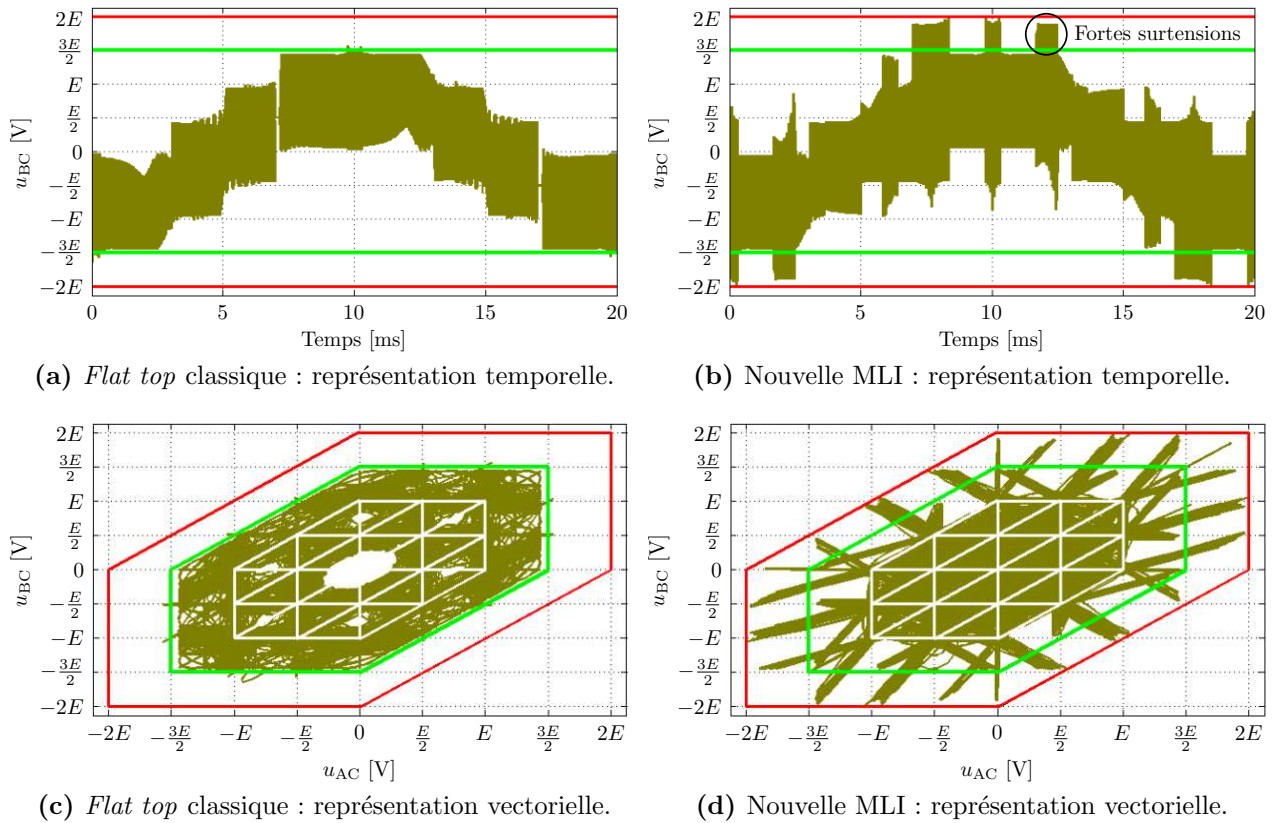
La stratégie MLI utilisée pour commander l'onduleur NPC ne doit jamais conduire à un quelconque dépassement du faible niveau de surtension.

Selon ce nouveau critère, la stratégie proposée va de nouveau s'avérer intéressante grâce à une utilisation appropriée de ses degrés de liberté, qui vont permettre de respecter la contrainte en

<sup>3</sup>Le choix d'une tension composée en abscisse des représentations vectorielles est effectué pour préparer l'observation des résultats de la partie expérimentale. Cela a pour seule influence d'incliner légèrement l'hexagone.



**Figure 4.3** – Niveaux de surtension pouvant être atteints en fonction de la stratégie MLI.



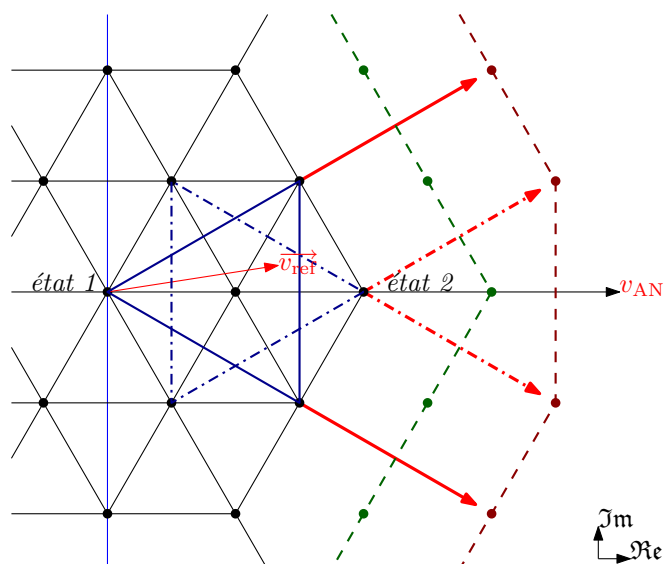
**Figure 4.4** – Comparaison temporelle et vectorielle des tensions composées moteur entre une stratégie classique et la nouvelle MLI sans prise en compte des surtensions.

surtension tout en assurant une gestion aussi efficace que possible des contraintes déjà énoncées dans le chapitre précédent pour optimiser la réduction des courants de mode commun.

À titre de remarque, on pourra constater que les stratégies effectuant exclusivement des doubles commutations ne sont pas en mesure de respecter de manière systématique la contrainte en surtension. En effet, la figure 4.5 donne un contre-exemple de cette nature. Pour construire le vecteur  $\vec{v}_{\text{ref}}$  de la figure en utilisant exclusivement des doubles commutations, seules deux possibilités existent : il s'agit de parcourir soit le triangle bleu foncé en trait plein, soit celui en trait mixte. Dans le premier cas, et en fonction de la séquence appliquée, il est aisé de constater que le déplacement en provenance de l'état 1 sera à l'origine de l'une des deux surtensions représentées par les flèches rouges en trait plein. De la même façon, dans le cas du triangle en trait mixte, le déplacement en direction de l'état 3 s'accompagnera nécessairement de l'une des deux surtensions représentées par les flèches rouges en trait mixte. Dans tous les cas, la survenue d'une forte surtension est inévitable.

### 4.1.2 Application à la stratégie proposée

On a vu que la nouvelle MLI, bien qu'étant plus souple que celles effectuant exclusivement des doubles commutations (car moins ambitieuse puisqu'elle réalise aussi des commutations simples), souffre également de la contrepartie des doubles commutations en termes de surtensions moteur. On recense trois cas défavorables conduisant à un dépassement du faible niveau de surtension. La première configuration de ce type est une application directe des surtensions dues aux doubles commutations, qui viennent d'être évoquées. Le second problème en est une



**Figure 4.5** – Exemple d'impossibilité d'éviter le haut niveau de surtension en utilisant exclusivement des doubles commutations.

application indirecte se produisant dans des cas particuliers de localisation du vecteur référence. Le dernier cas concerne des phénomènes transitoires pouvant apparaître de manière ponctuelle.

#### 4.1.2.a Les doubles commutations

La manière évidente d'obtenir une forte surtension avec la nouvelle MLI s'obtient lorsqu'une configuration similaire à celle de la figure 4.6 se produit. Le fort niveau de surtension est atteint du fait de la conjonction de deux facteurs :

1. le triangle utilisé est orienté de telle sorte que son grand côté atteint une arête de l'hexagone périphérique du diagramme vectoriel, en étant perpendiculaire à celle-ci (autrement dit, il est dans le prolongement direct des fortes surtensions tracées sur la figure 4.3b) ;
2. le sens de rotation appliqué à ce triangle est de telle sorte que son grand côté est parcouru en direction de l'extérieur de l'hexagone.

Ainsi dans l'exemple donné, les passages de l'état 1 à l'état 2, puis de l'état 2 à l'état 3, sont de simples commutations générant des surtensions sans importance (flèches vertes), mais le retour de l'état 3 à l'état 1 par double commutation génère la forte surtension représentée par la flèche rouge.

L'évolution temporelle des grandeurs correspondant à cet exemple peut s'observer sur les résultats de simulation de la figure 4.7. Pendant une période de découpage, la succession des trois états s'effectue d'abord par des commutations simples sans surtension importante, mais le retour à l'état initial par une double commutation à l'instant  $t_{dc}$  se traduit par la forte surtension attendue.

#### 4.1.2.b Les quasi doubles commutations

En reprenant l'exemple précédent, on peut remarquer que ce même triangle, parcouru en sens inverse, ne génère pas de forte surtension. C'est l'exemple de la figure 4.8 : la double commutation s'effectuant vers l'intérieur (état 3  $\rightarrow$  état 1), la surtension associée est sans importance (flèche orange).

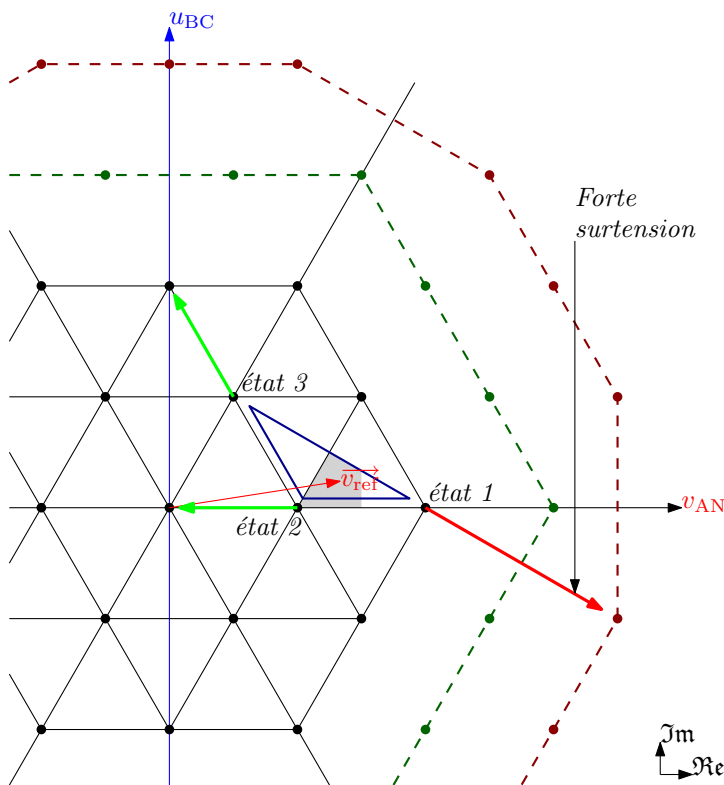


Figure 4.6 – Exemple de forte surtension due à une double commutation de la nouvelle MLI.

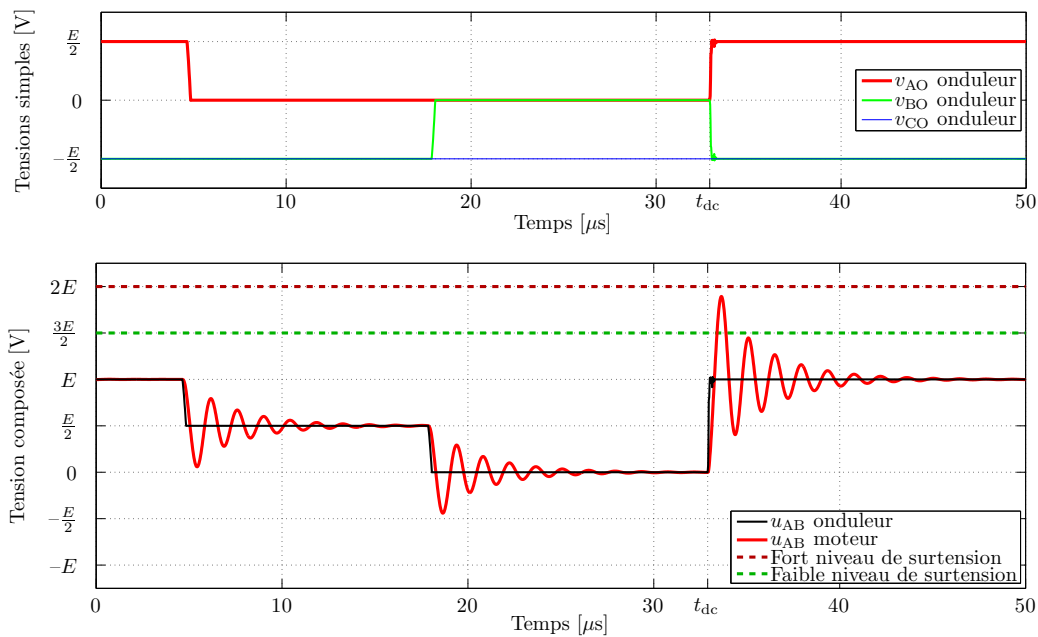


Figure 4.7 – Simulation temporelle d’une forte surtension provenant d’une double commutation de la nouvelle MLI.



Cependant, ce comportement est remis en question dès lors que le vecteur référence se situe à proximité immédiate du grand côté du triangle. En effet, la durée de l'état 2 devient alors tellement faible que la succession des deux commutations simples *état 1* → *état 2* et *état 2* → *état 3* s'effectue presque instantanément, conduisant à une *quasi double commutation* de l'état 1 vers l'état 3. Ce faisant, les surtensions individuelles normalement inoffensives de ces deux commutations (flèches vertes) se combinent pour donner naissance à une forte surtension telle que celle dont il était question en figure 4.6.

La distance de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  au grand côté du triangle en deçà de laquelle les quasi doubles commutations se produisent définit une *pseudo bande morte* le long de ce côté. Ce n'est pas à proprement parler une bande morte telle que définie en section 3.2.1.c dans le sens où l'état dont la durée devient négligeable (ici l'état 2) n'est jamais complètement proscrit. En effet, la proximité de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  au grand côté du triangle n'implique pas, sur les bras qui commutent, des courtes impulsions susceptibles d'être éliminées. Il s'agit simplement de commutations normalement isolées qui se retrouvent quasiment simultanées dans cette configuration. L'intervalle de temps séparant ces commutations pendant lequel une forte surtension se produit dépend de la durée des oscillations : pour l'exemple de la figure 4.1b, on peut considérer qu'au bout de 4  $\mu\text{s}$  une seconde commutation n'aura plus d'effet combiné avec la précédente pour créer une forte surtension. En nommant  $\tau_s$  cette durée "de sécurité" entre deux commutations isolées, la largeur de la pseudo bande morte sur le diagramme vectoriel est donc liée au rapport  $\frac{\tau_s}{T_{\text{dec}}}$ .

La surtension résultant de la localisation de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  dans une pseudo bande morte dépend de la coïncidence des deux oscillations de tension : il y a accentuation lorsque les sommets coïncident, et au contraire compensation lorsque la "différence de phase" correspond à une demi période. Ainsi, si l'on fait évoluer le vecteur référence à partir de sa position en figure 4.6 de telle sorte qu'il traverse lentement la pseudo bande morte (en conservant le même blocage de bras de l'autre côté), on génère un glissement qui conduit à une alternance de fortes et faibles surtensions comme le montre la figure 4.9. La surtension maximale est obtenue quand  $\vec{v}_{\text{ref}}$  est exactement situé sur le grand côté du triangle.

#### 4.1.2.c Les transitions ponctuelles

Les phénomènes évoqués ici sont beaucoup moins systématiques et prévisibles que les deux situations précédentes. Ils se produisent lorsque l'on change de triangle pour construire le vecteur référence. Bien qu'il soit parfaitement envisageable que le triangle utilisé avant la transition et celui utilisé après ne génèrent pas de forte surtension individuellement, il est possible que la transition de l'un à l'autre s'accompagne d'une surtension d'amplitude inattendue.

La figure 4.10 présente deux exemples de transitions ponctuelles de ce type : qu'il s'agisse d'un changement de triangle intempestif dû à une consigne extérieure (réordonnancement des  $h_{\text{NO}}$ , changement de signe d'un courant,...) ou à un déplacement du vecteur référence (respectivement figures 4.10a et 4.10b), le passage d'un sommet du triangle initial (*état 1*) à un sommet du triangle final (*état 2*) est susceptible de générer de fortes surtensions.

Ces phénomènes sont particulièrement rares, si bien que leur observation est difficile dans les conditions normales de commande du moteur. Afin de les observer néanmoins en simulation, on a introduit des conditions de commande "extravagantes" dans le but de maximiser leur probabilité d'apparition :

- variations rapides et fortement désordonnées du vecteur référence dans l'ensemble du diagramme vectoriel ;



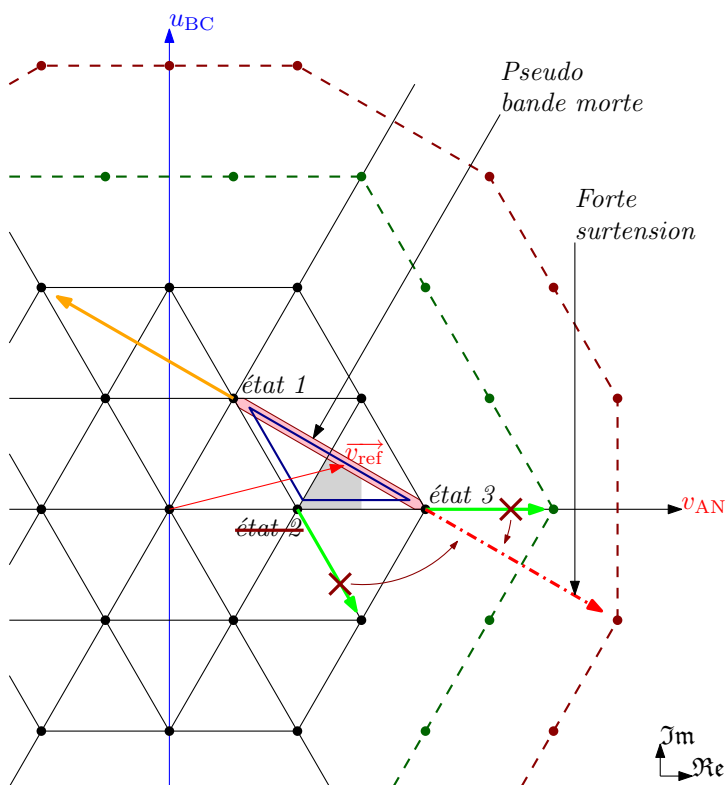


Figure 4.8 – Exemple de forte surtension due à une quasi double commutation.

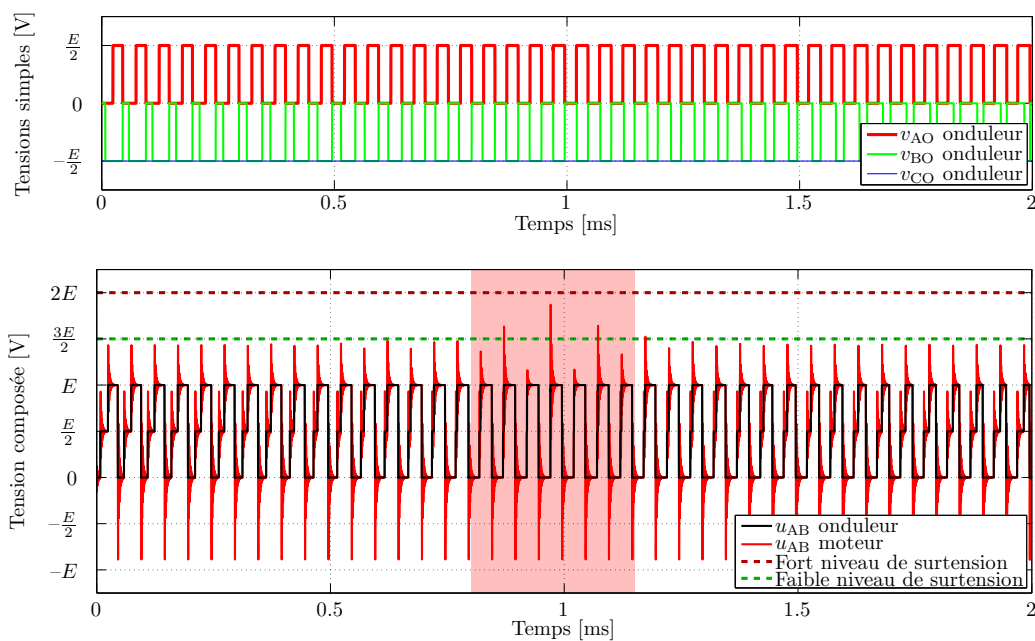
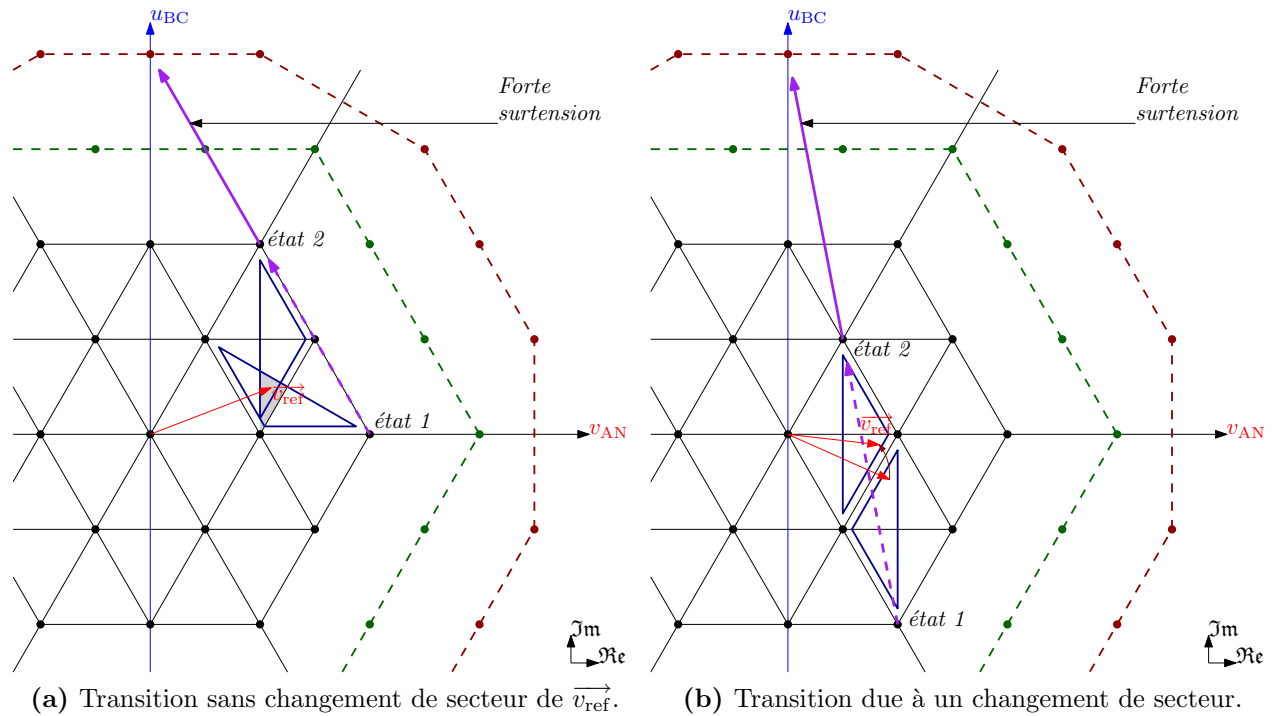


Figure 4.9 – Simulation temporelle de fortes surtensions dues aux quasi doubles commutations pouvant être générées par la nouvelle MLI.



**Figure 4.10** – Exemples de fortes surtensions dues à des transitions ponctuelles lors de changements de triangle.

- modifications aléatoires<sup>4</sup> des consignes données aux degrés de libertés de la stratégie ;
- introduction d’un bruit sur la lecture des courants entrant en jeu dans le processus de décision des algorithmes de commande.

En outre, il est nécessaire de pouvoir discriminer les surtensions effectivement dues à ces transitions ponctuelles afin de pouvoir les étudier. On anticipe quelque peu sur la suite de ce chapitre en admettant que les solutions qui seront proposées dans les sections 4.2.1 et 4.2.2 sont déjà appliquées : cela a pour conséquence de proscrire les surtensions des deux précédents types (doubles commutations et quasi doubles commutations). Ainsi, un post-traitement de simulation par MATLAB<sup>®</sup> permet de détecter automatiquement les événements ayant donné lieu à des surtensions erratiques du type recherché (dépassement d’un seuil de surtension), et de stocker les données relatives à ces événements autour de quelques périodes de découpage. On a donc développé cet environnement de simulation ainsi qu’une interface de visualisation permettant d’étudier les données recueillies : la figure 4.11 montre ainsi une trajectoire imposée à  $\vec{v}_{ref}$  (dans le même temps qu’une période d’alimentation sinusoïdale classique) et les informations données par le programme<sup>5</sup>. Pour le phénomène sélectionné dans cet exemple, une navigation entre les commutations permet d’incrémenter la trajectoire suivie par les tensions moteur (figure 4.12) : ici, le changement de secteur de  $\vec{v}_{ref}$  s’accompagne d’une forte surtension due à une transition entre deux états trop éloignés.

On reviendra à cet exemple par la suite pour montrer l’influence des techniques de réduction développées pour répondre à ce type de phénomène.

<sup>4</sup>Des précautions sont tout de même prises pour ne pas dénaturer la nouvelle MLI : respect des interdictions éventuelles résultant des algorithmes de commande développés et “inertie” de quelques périodes de découpages avant un nouveau changement.

<sup>5</sup>Dans le panneau “Temporel”, deux courbes sont tracées pour chaque phase : le trait noir correspond à l’ordre logique de commande du bras, tandis que le trait de couleur représente la tension incluant la surtension aux bornes du moteur.

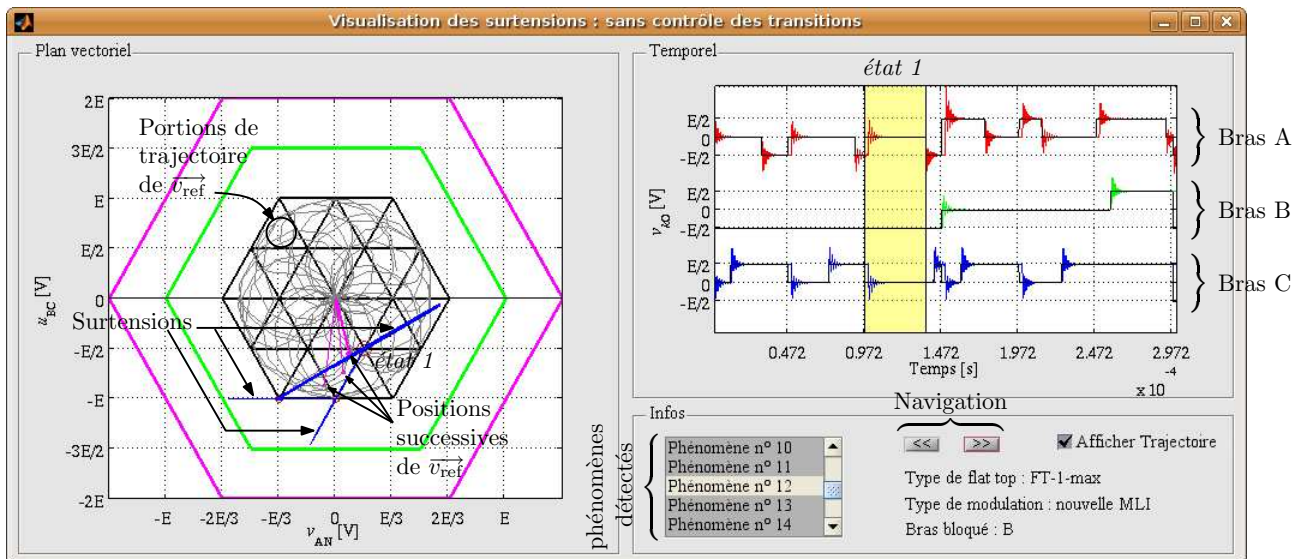


Figure 4.11 – Interface de visualisation des surtensions erratiques détectées par simulation.

## 4.2 Commande adaptée à la limitation des surtensions

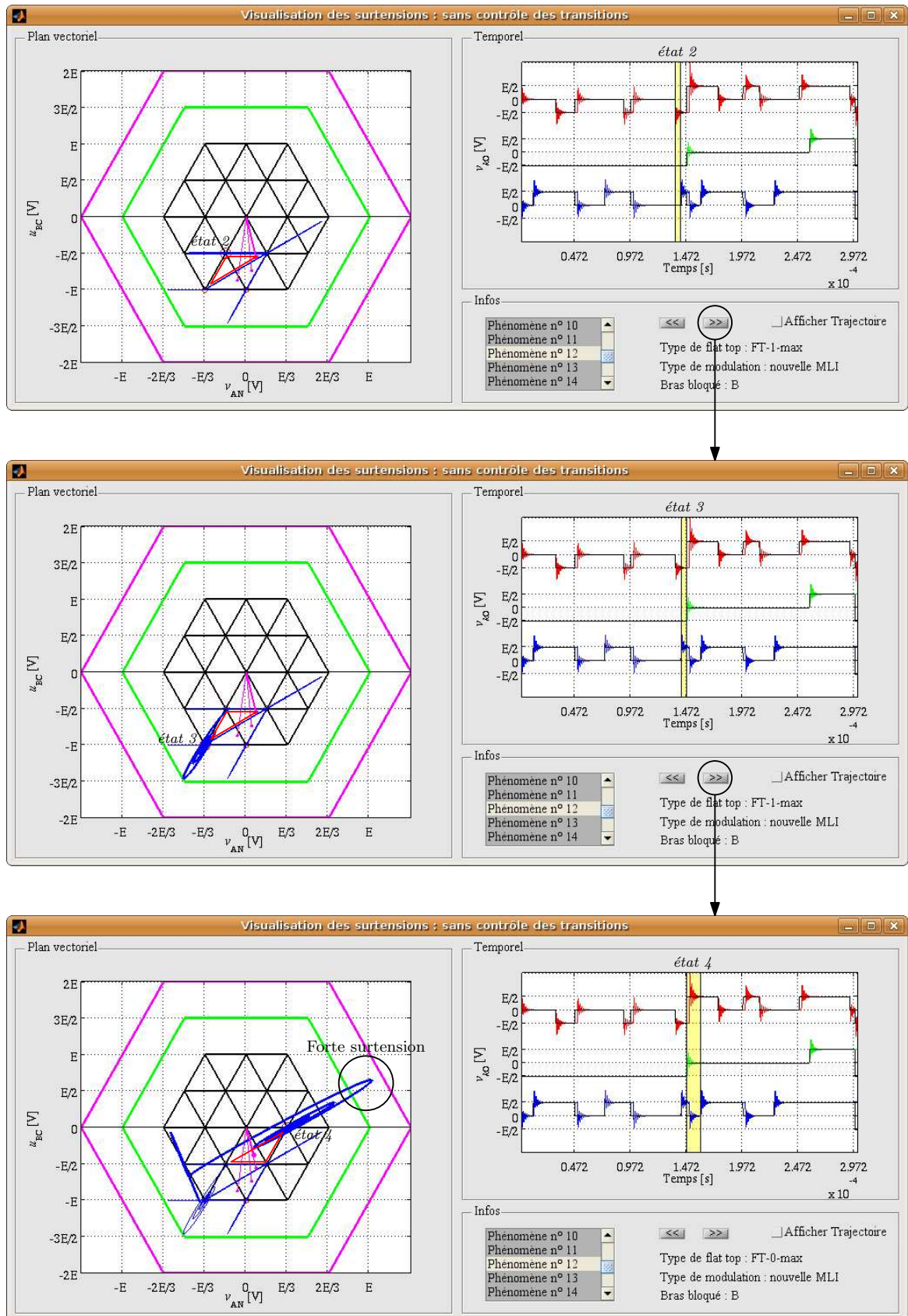
On expose à présent les solutions que l'on propose d'apporter sur la commande de la nouvelle MLI pour remédier aux trois types de problèmes qui viennent d'être évoqués afin de respecter la contrainte en surtensions. Ces solutions exploitent les degrés de liberté présentés dans le chapitre 2. En parallèle, on s'efforcera de respecter les principes mis en œuvre dans le chapitre 3 pour optimiser la réduction du courant de mode commun. Bien entendu, les intérêts des différentes contraintes risquent d'entrer en conflit, si bien que l'on pourra rencontrer des situations dans lesquelles le respect simultané de toutes les contraintes formulées ne pourra pas être obtenu. Afin de gérer convenablement ce type de situation, on définit les priorités suivantes :

- la contrainte en surtension est une priorité absolue puisqu'elle concerne directement la sécurité du matériel par risque de claquage des isolants de la machine : il est nécessaire de la garantir en toutes circonstances ;
- la contrainte de synchronisme des doubles commutations est indispensable pour garantir le rôle des doubles commutations : on s'assurera de toujours la respecter avant de choisir un triangle de la nouvelle MLI ;
- la contrainte de symétrie des formes d'onde est une optimisation secondaire qui pourra éventuellement être délaissée au profit des deux autres contraintes, et ce uniquement en cas de nécessité.

### 4.2.1 Contrôle des doubles commutations

#### 4.2.1.a Principe de commande

Pour un vecteur référence situé dans le secteur minimal d'étude du diagramme vectoriel, toutes les doubles commutations pouvant être réalisées par application de la nouvelle MLI sont représentées par des doubles flèches bleues en tirets sur la figure 4.13. Les surtensions associées à ces doubles commutations sont également représentées par des flèches en trait plein : parmi les douze surtensions ainsi répertoriées, seules trois (tracées en rouge) sont trop fortes pour respecter la contrainte en surtension, tandis que les neuf autres (flèches oranges) sont "inoffensives". Par conséquent, il est a priori possible de faire en sorte que les doubles commutations



**Figure 4.12** – Simulation d'une forte surtension due à une transition ponctuelle lors d'un changement de secteur.

appliquées par la nouvelle MLI respectent la contrainte en surtension par un choix approprié des degrés de liberté.

Pour cela, on modifie l’algorithme présenté sous forme de synoptiques dans les chapitres précédents (figures 2.14, 3.13 et 3.14) de manière à y intégrer les règles suivantes :

1. si le triangle et sens de parcours retenus ne sont pas compatibles avec la contrainte en surtension, on cherche à construire le vecteur référence avec un autre triangle en sélectionnant la valeur suivante de  $h_{NO}$  dans la liste ordonnée<sup>6</sup> des valeurs admissibles, c’est à dire respectant la contrainte de synchronisme (figure 3.13). On cherche ainsi un “candidat” qui, tout en respectant à la fois les contraintes de synchronisme et de symétrie, ne sera pas source d’une forte surtension. Par exemple, le triangle de la figure 4.6 pourrait être avantageusement remplacé par celui de la figure 4.14a ;
2. si, après épuisement de toutes les valeurs possibles des  $h_{NO}$  admissibles, aucun “candidat” n’a permis de satisfaire l’ensemble des contraintes (synchronisme, symétrie et surtension), on revient à la première valeur admissible de  $h_{NO}$  (ce faisant, on respecte du mieux possible les éventuels “critères extérieurs” qui ont défini l’ordonnement des valeurs de  $h_{NO}$ ). Puisque toutes les contraintes ne peuvent être satisfaites en même temps et conformément aux priorités que nous avons définies, il suffit alors de s’affranchir de la contrainte de symétrie et d’appliquer au triangle ainsi choisi un sens de parcours opposé à celui qu’imposait cette contrainte. La figure 4.14b montre l’application de cette méthode pour notre exemple. Elle s’accompagne d’une légère dégradation des performances de réduction des courants de mode commun.

Il est intéressant de remarquer que le recours au deuxième point (inversion du sens de parcours) permet dans tous les cas d’éviter une forte surtension consécutive à une double commutation. En effet, la figure 4.13 montre que chacune des fortes surtensions possibles devient inoffensive dès lors que la double commutation l’ayant engendrée est parcourue en sens contraire. La nécessité de recourir à cette méthode dépend une fois encore de la position de  $\vec{v}_{ref}$  dans le diagramme vectoriel ainsi que le montre le tableau 4.2, dont les valeurs sont moindre comparées à celles du tableau 3.3 (sans la contrainte en surtension). Les configurations pour lesquelles la satisfaction de toutes les contraintes n’est pas possibles correspondent aux “zéros” pouvant survenir en zones intermédiaire et extérieure. Là encore, les indéterminations dépendent du déphasage entre courants et tensions imposé par la charge et sont difficiles à représenter. On retiendra que cette éventualité existe et qu’il est bien nécessaire de la prendre en compte.

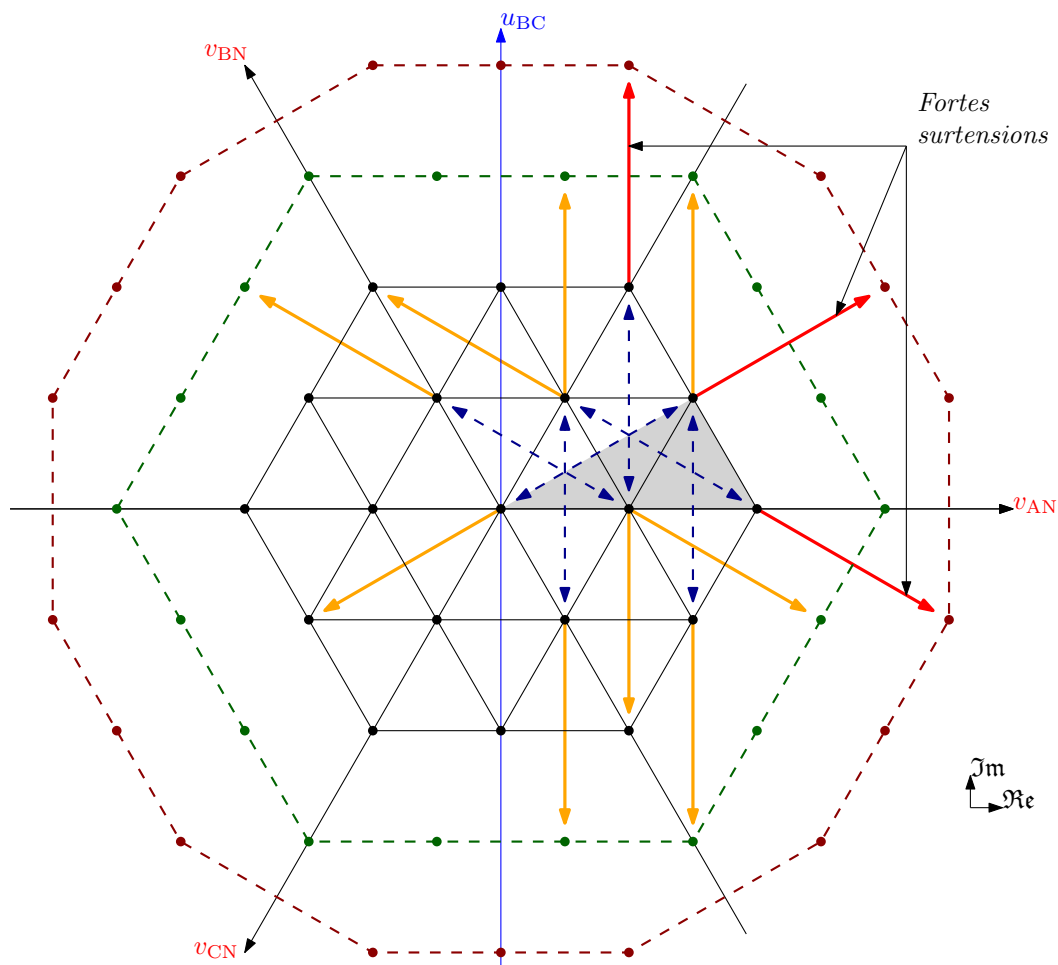
Puisque tout triangle peut respecter la contrainte en surtension par simple inversion de son sens de parcours, les possibilités de *flat top* permettant de respecter à la fois les deux

**Tableau 4.2** – Possibilités de *flat top* respectant à la fois la contrainte en surtension, la contrainte de synchronisme et la contrainte de symétrie.

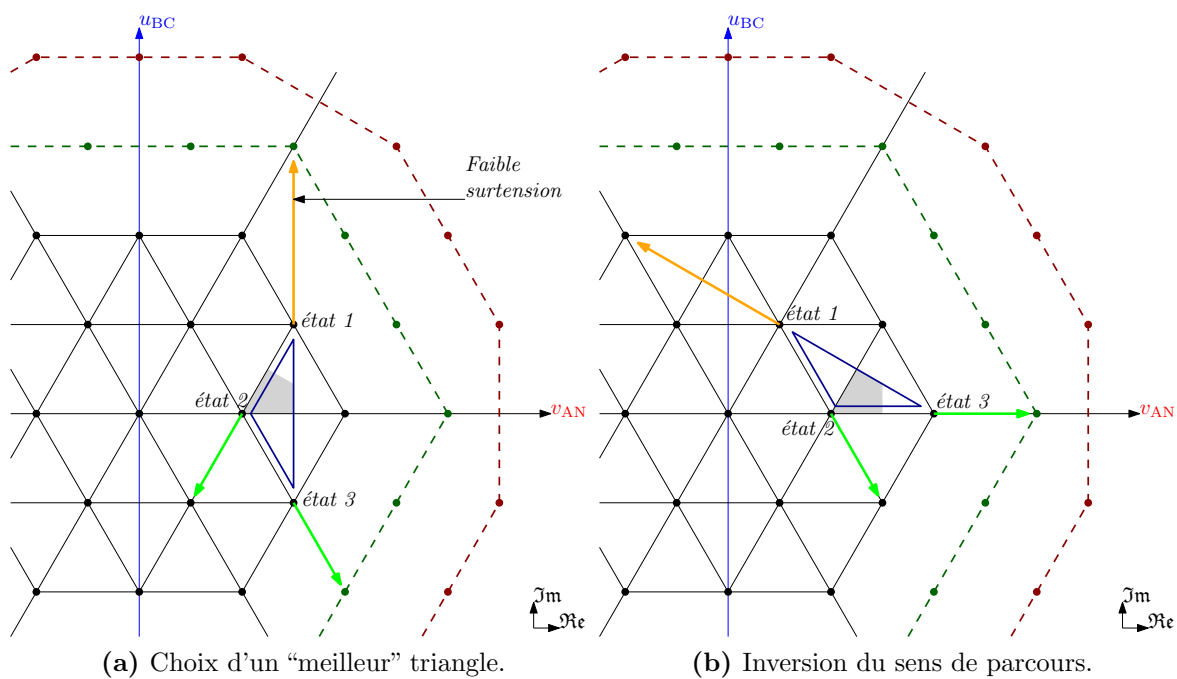
Position de $\vec{v}_{ref}$	Zone intérieure	Zone intermédiaire	Zone extérieure
Nombre de bras blocables = Nombre de triangles possibles (redondances exclues)	1 ou 2	0 ou 1 ou 2	0 ou 1 ou 2
Nombre de valeurs possibles de $h_{NO}$ = Nombre de triangles possibles (redondances incluses)	2 ou 3 ou 4	0 ou 1 ou 2	0 ou 1 ou 2

<sup>6</sup>Respecter la contrainte en surtension ne dispense pas de répondre du mieux possible aux éventuelles “contraintes extérieures” qui définissent cet ordonnancement. En particulier, le prochain chapitre fera usage de ce paramètre afin d’assurer l’équilibrage du point milieu capacitif.





**Figure 4.13** – Surtensions pouvant être générées par les doubles commutations dans le secteur minimal.



(a) Choix d'un "meilleur" triangle.

(b) Inversion du sens de parcours.

**Figure 4.14** – Méthode d'évitement des fortes surtensions dues aux doubles commutations de la nouvelle MLI.

contraintes prioritaires (synchronisme et surtension) restent identiques à celles du tableau 3.3. Seule la contrainte de symétrie n'est plus garantie, cet éventuel compromis étant nécessaire pour assurer la limitation des surtensions.

#### 4.2.1.b Réalisation de la commande

##### ► Critère de surtension pour les doubles commutations

Pour appliquer les principes qui viennent d'être décrits, il est nécessaire de disposer d'un *critère de surtension* permettant de prédéterminer la survenue d'une surtension suite à l'application d'un certain triangle associé à un certain sens de parcours. On dispose donc des valeurs des modulantes ( $h_{AO}$ ,  $h_{BO}$  et  $h_{CO}$ ) ainsi que des orientations de porteuses affectées à chacun des bras, et l'on souhaite savoir si ces choix seront à l'origine d'une forte surtension.

Une forte surtension apparaît dès lors que l'une des tensions composées en sortie d'onduleur varie entre 0 et  $E$  lors de la double commutation. Cela implique que l'une des tensions simples ( $v_{AO}$ ,  $v_{BO}$  ou  $v_{CO}$ ) croît de 0 à  $\frac{E}{2}$  tandis que l'autre décroît de 0 à  $-\frac{E}{2}$ . Or, lors de la double commutation, la tension  $v_{kO}$  d'un bras  $k$  présentera un front :

- montant de 0 à  $\frac{E}{2}$  si et seulement si la modulante  $h_{kO}$  est positive (en fait strictement comprise entre 0 et 1) et les porteuses affectées au bras  $k$  sont montantes ;
- descendant de 0 à  $-\frac{E}{2}$  si et seulement si la modulante  $h_{kO}$  est négative (en fait strictement comprise entre 0 et  $-1$ ) et les porteuses affectées au bras  $k$  sont descendantes.

La vérification préalable de ces critères avant d'appliquer réellement les modulantes et orientations de porteuses choisies permet donc de prédéterminer le risque de forte surtension et de rétroagir en conséquence sur ces choix.

##### ► Synoptique du modulateur avec prise en compte des surtensions dues aux doubles commutations

La prise en compte des surtensions dues aux doubles commutations s'effectue selon le schéma de principe de la figure 4.15. Les deux boîtes ombrées représentent une vue condensée des algorithmes détaillés respectivement dans les figures 3.13 et 3.14. Ainsi, la première ("Détermination des valeurs admissibles") assure le respect de la contrainte de synchronisme. L'ensemble  $\{h_{NO}^{adm1}, h_{NO}^{adm2}, \dots\}$  est constitué des valeurs de  $h_{NO}$  disponibles pour la position courante de  $\vec{v}_{ref}$ , ordonnancées selon d'éventuels critères extérieurs, et desquelles ont été ôtées les valeurs ne respectant pas la contrainte de synchronisme (d'où la dénomination de *valeurs admissibles* au sens où elles respectent cette contrainte). De la même manière, la seconde boîte ("Détermination des orientations de porteuses") vise à respecter la contrainte de symétrie une fois qu'une valeur admissible de  $h_{NO}$  a été sélectionnée. Dans les deux cas, la mesure des courants ( $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$ ) est implicite.

La prise en compte de la contrainte en surtension s'effectue par un test sur le critère de surtension présenté plus haut. Tant que ce critère n'est pas satisfait, l'ensemble des valeurs admissibles de  $h_{NO}$  est parcouru à la recherche d'un candidat qui permettrait de satisfaire les trois contraintes (boîtes vertes). Si aucune solution n'est trouvée de cette façon, l'algorithme revient à la première valeur admissible et inverse le sens de parcours du triangle car la contrainte en surtension est prioritaire sur celle de symétrie (boîtes rouges). Cette nouvelle méthode de commande se programme aisément (en C) pour son implantation dans le DSP.

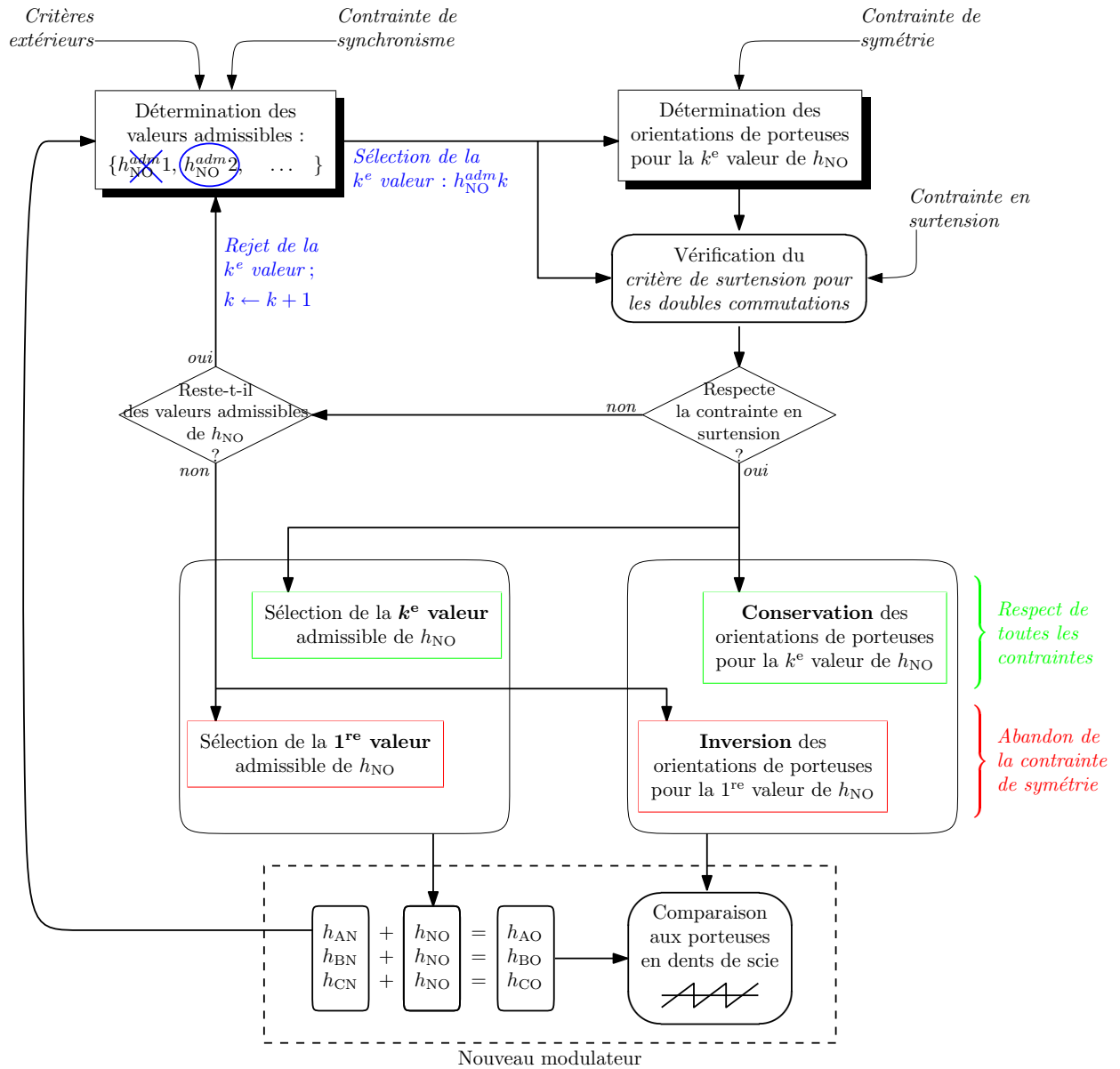


Figure 4.15 – Synoptique de gestion des surtensions dues aux doubles commutations.



### 4.2.1.c Simulation de la méthode

En reprenant l'exemple des figures 4.4b et 4.4d, pour lequel la nouvelle MLI génère de fortes surtensions atteignant le niveau  $2E$ , l'application de l'algorithme précédent conduit aux résultats présentés en figure 4.16. On observe une bonne réduction des surtensions moteur à la fois en temporel et en vectoriel, bien que certaines continuent à dépasser le niveau  $\frac{3E}{2}$ . En réalité, le niveau de surtension peut très bien rester inférieur à cette valeur pour d'autres points de fonctionnement de l'onduleur. Ici, nous avons délibérément montré un cas défavorable pour lequel l'algorithme appliqué n'est pas suffisant : les dépassements résiduels sont dûs aux quasi doubles commutations présentées en section 4.1.2.b. En effet, on reconnaît leur brève apparition en forme de "pointes" dues au phénomène de glissement illustré par la figure 4.9 (qui explique aussi les familles d'allures "arrondies" sur la représentation vectorielle). La suppression de ces surtensions résiduelles est étudiée dans la section suivante.

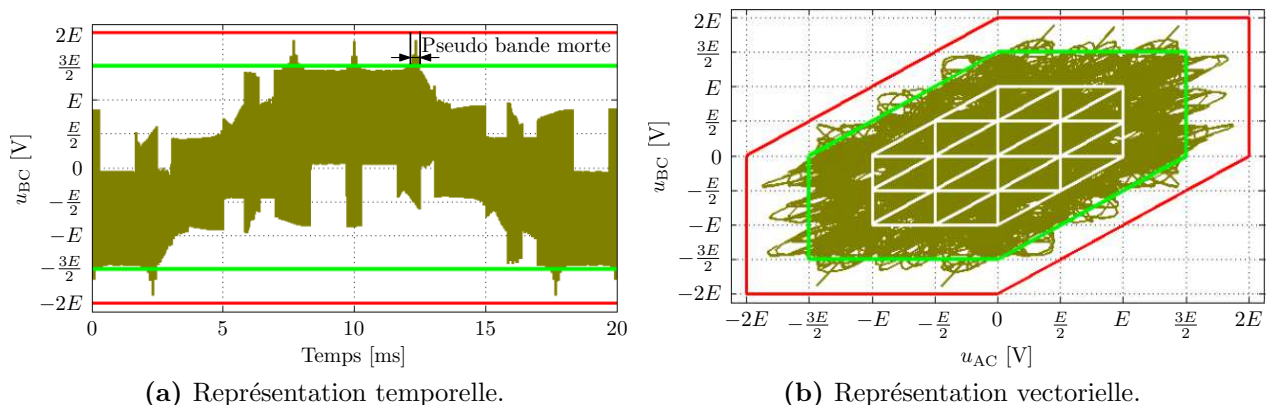
## 4.2.2 Prise en compte des quasi doubles commutations

### 4.2.2.a Principe d'évitement

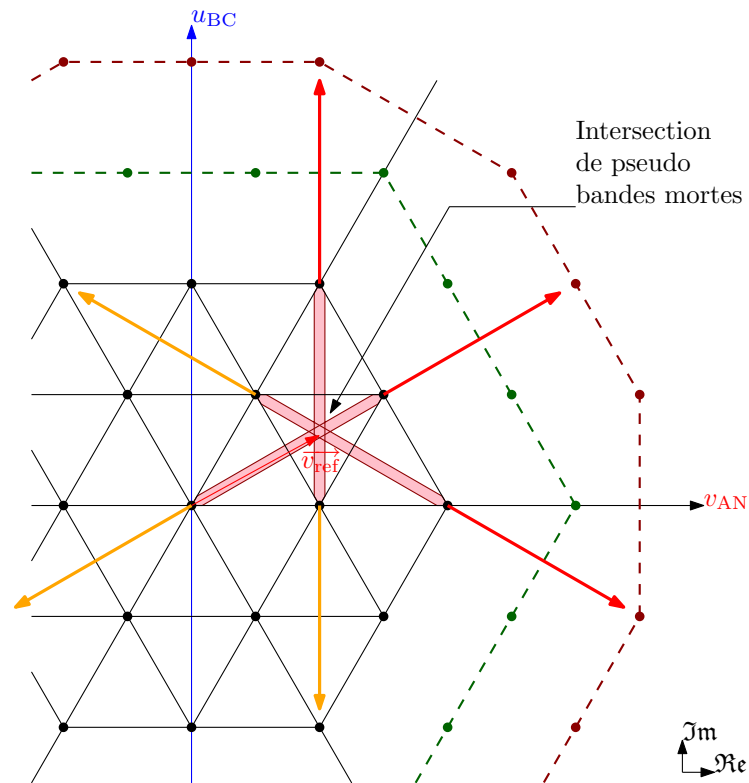
Pour éviter toute surtension due à une quasi double commutation, il est nécessaire de rejeter systématiquement l'utilisation d'un triangle pour lequel le vecteur référence se situe dans la pseudo bande morte. Cependant, il faut encore que ce procédé laisse toujours au moins une solution permettant de construire  $\vec{v}_{\text{ref}}$  sans surtension. Or, un problème survient pour certaines localisations particulières de ce vecteur. En effet, la figure 4.17 montre un exemple dans lequel  $\vec{v}_{\text{ref}}$  est situé précisément dans l'intersection des pseudo bandes mortes de chacun des trois triangles utilisables. Par conséquent quel que soit le triangle choisi (et donc le bras bloqué, qui définit l'orientation de la double commutation dans le diagramme), l'une des trois fortes surtensions représentées par des flèches rouges aura lieu. Dans ces situations très localisées (du fait de l'étroitesse des bandes mortes) où une forte surtension est inévitable, le respect de la contrainte en surtension impose de ne pas utiliser les triangles de la nouvelle MLI.

En conséquence, la gestion des quasi doubles commutations s'effectue de la manière suivante :

1. recherche d'un triangle pour lequel le vecteur référence ne se situe pas dans la pseudo bande morte. Ce triangle doit également être admissible vis-à-vis de la contrainte de



**Figure 4.16** – Résultat simulé de suppression des surtensions dues aux doubles commutations de la nouvelle MLI.



**Figure 4.17** – Situation inévitable de forte surtension due à une quasi double commutation.

synchronisme et il lui sera appliqué l’algorithme de gestion des doubles commutations développé précédemment ;

2. dans le cas où aucun triangle de la nouvelle MLI ne correspond à ces critères, on construit le vecteur référence à l’aide d’une stratégie *flat top* classique utilisant un petit triangle équilatéral, sans risque de surtension. Ce passage par une stratégie classique est momentané et prendra fin dès que  $\vec{v}_{\text{ref}}$  sortira de la zone posant problème.

L’application de cet autre algorithme impose des restrictions supplémentaires sur la satisfaction de l’ensemble des contraintes. En effet, il est possible qu’un triangle rejeté par ce biais eût été un bon candidat pour le simple algorithme de gestion des surtensions dues aux doubles commutations (section 4.2.1), et que la nécessité d’en rechercher un autre conduise à devoir délaissier la contrainte de synchronisme. Par ailleurs, le retour parfois nécessaire à une stratégie classique s’accompagne des mêmes émissions de courant de mode commun que ladite stratégie, qui ne bénéficie pas de la compensation par double commutation (on conserve néanmoins la technique du *flat top*). Cependant, les bandes mortes étant de courte durée comparativement à la période de découpage, ce compromis occasionnel ne dégrade que de manière très limitée les performances de réduction du courant de mode commun de l’onduleur.

#### 4.2.2.b Réalisation pratique

##### ► Critère de surtension pour les quasi doubles commutations

Comme pour la gestion des doubles commutations (section 4.2.1.b), on définit un critère permettant de prédéterminer les risques de surtensions dues aux quasi doubles commutations. Ce critère permettra de tester les triangles potentiels avant de les appliquer au modulateur et d’agir en conséquence. Il suffit pour cela de savoir si le vecteur référence se situe dans la pseudo

bande morte de certains triangles. Les tests s’effectueront donc directement sur les références normalisées  $h_{AN}$ ,  $h_{BN}$  et  $h_{CN}$ .

En restant dans le secteur minimal d’étude (figure 4.13), on constate que les fortes surtensions dues à des quasi doubles commutations apparaissent uniquement dans les trois pseudo bandes mortes tracées en figure 4.17. Or, celles-ci sont aisément identifiables grâce aux informations données par la figure A.2 des annexes. En effet, la figure 4.18 en reprend les grandeurs pertinentes pour la détermination des pseudo bandes mortes. Ces dernières sont de largeur  $2\delta$ , avec :

$$\delta = \frac{1}{3} \cdot \frac{\tau_s}{T_{dec}}, \quad (4.1)$$

où  $\tau_s$  est la durée de sécurité devant séparer les deux commutations simples, définissant ainsi la pseudo bande morte.

On peut alors déterminer l’appartenance de  $\vec{v}_{ref}$  à une pseudo bande morte grâce aux conditions récapitulées dans le tableau 4.3. Celui-ci utilisant déjà les notations “max-min-int” il est directement applicable à l’ensemble du diagramme vectoriel.

### ► Synoptique du modulateur avec prise en compte des surtensions dues aux quasi doubles commutations

Le synoptique de la figure 4.19 permet de positionner la prise en compte de cet aspect dans la chaîne de commande du modulateur. L’algorithme de gestion des surtensions dues aux doubles commutations (figure 4.15) y est résumé dans la partie inférieure du schéma et conduit aux sélections de la composante homopolaire et des orientations de porteuses représentées par des boîtes vertes (qui incluent la possibilité d’abandon de la contrainte de symétrie au profit de celle en surtension). Cependant, la détermination des valeurs admissibles de  $h_{NO}$  est à nouveau éclatée dans la partie supérieure du schéma pour y intégrer la vérification du critère de surtension dont il vient d’être question pour les quasi doubles commutations. Les valeurs ne convenant pas (pour lesquelles  $\vec{v}_{ref}$  se trouve dans une pseudo bande morte) sont supprimées ; il en résulte un ensemble *restreint* de valeurs admissibles nommées  $h_{NO}^{res}$  :

- si cet ensemble est non vide, alors l’algorithme précédent déterminera le choix qui satisfait au mieux à l’ensemble des contraintes (boîtes vertes) ;
- si cet ensemble est vide, alors le retour à une stratégie classique lève toutes les contraintes (boîtes rouges). Cela permet d’ailleurs de satisfaire du mieux possible les éventuels critères extérieurs en utilisant la première valeur des  $h_{NO}$  ordonnancés.

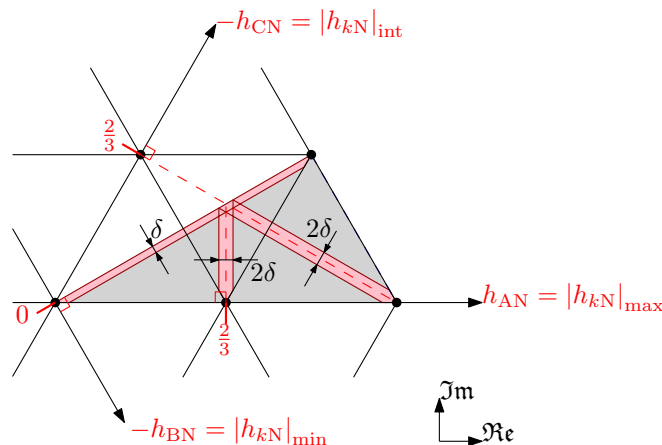


Figure 4.18 – Vérification du critère de surtension pour les quasi doubles commutations.

**Tableau 4.3** – Conditions d'appartenance de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  à une pseudo bande morte en fonction de sa localisation et du *flat top* envisagé.

Localisation de $\vec{v}_{\text{ref}}$	Zone intérieure	Zone intermédiaire	Zone extérieure
<i>Flat top</i> envisagé			
<i>FT</i> -*- <i>max</i>	Jamais	$  h_{kN} _{\text{max}} - \frac{2}{3}  < \delta$	Jamais
<i>FT</i> -*- <i>int</i>	Jamais	$  h_{kN} _{\text{int}} - \frac{2}{3}  < \delta$	$  h_{kN} _{\text{int}} - \frac{2}{3}  < \delta$
<i>FT</i> -*- <i>min</i>	$ h_{kN} _{\text{min}} < \delta$	$ h_{kN} _{\text{min}} < \delta$	—

Pour faciliter l'implantation pratique, le retour à une MLI classique est obtenu sans changement de forme des porteuses : celles-ci restent en dents de scie, mais leur orientation est cette fois identique pour toutes les modulantes. Cela revient bien à moduler sur les petits triangles équilatéraux du diagramme vectoriel, mais avec une séquence d'états circulaire au cours d'une période de découpage.

#### 4.2.2.c Simulation de l'algorithme amélioré

À nouveau, on reprend la précédente simulation qui faisait apparaître des surtensions dues aux quasi-doubles commutations (figure 4.16). En appliquant l'algorithme amélioré qui vient d'être décrit pour prendre en compte ces phénomènes, on obtient le résultat de la figure 4.20. Cette fois, on observe bien que toutes les surtensions ont été limitées au niveau  $\frac{3E}{2}$  sur la tension composée : la contrainte en surtension est donc satisfaite.

Le phénomène de surtensions dues aux transitions lors de changements de triangles n'apparaît pas ici car il n'a que très peu de chances de se produire dans une configuration d'alimentation aussi simple. La section suivante explique ce phénomène et propose une nouvelle sécurité pour prévenir l'apparition de ces surtensions.

### 4.2.3 Contrôle des transitions aux changements de triangles

#### 4.2.3.a Méthode de contrôle des transitions

##### ► Influence des méthodes de commande déjà implantées

Il est d'une part intéressant de remarquer que les algorithmes déjà mis en place pour réduire les surtensions, et notamment celui de la section 4.2.1 (contrôle des doubles commutations), influencent de manière positive les risques de surtensions dues aux transitions entre triangles. En effet, un certain nombre de ces transitions néfastes sont rendues impossibles en raison des caractéristiques suivantes :

- l'implantation du modulateur par porteuses est telle que les valeurs des modulantes sont actualisées au moment du front raide : la transition a donc lieu entre l'état précédant la double commutation du triangle initial et l'état suivant la double commutation du triangle final ;
- les conditions favorisant l'apparition des transitions incriminées (état initial situé au centre du diagramme vectoriel et état final à la périphérie) sont souvent proches de celles qui conduisent à un rejet d'au moins un des deux triangles impliqués, à cause d'une direction non permise de leur double commutation.

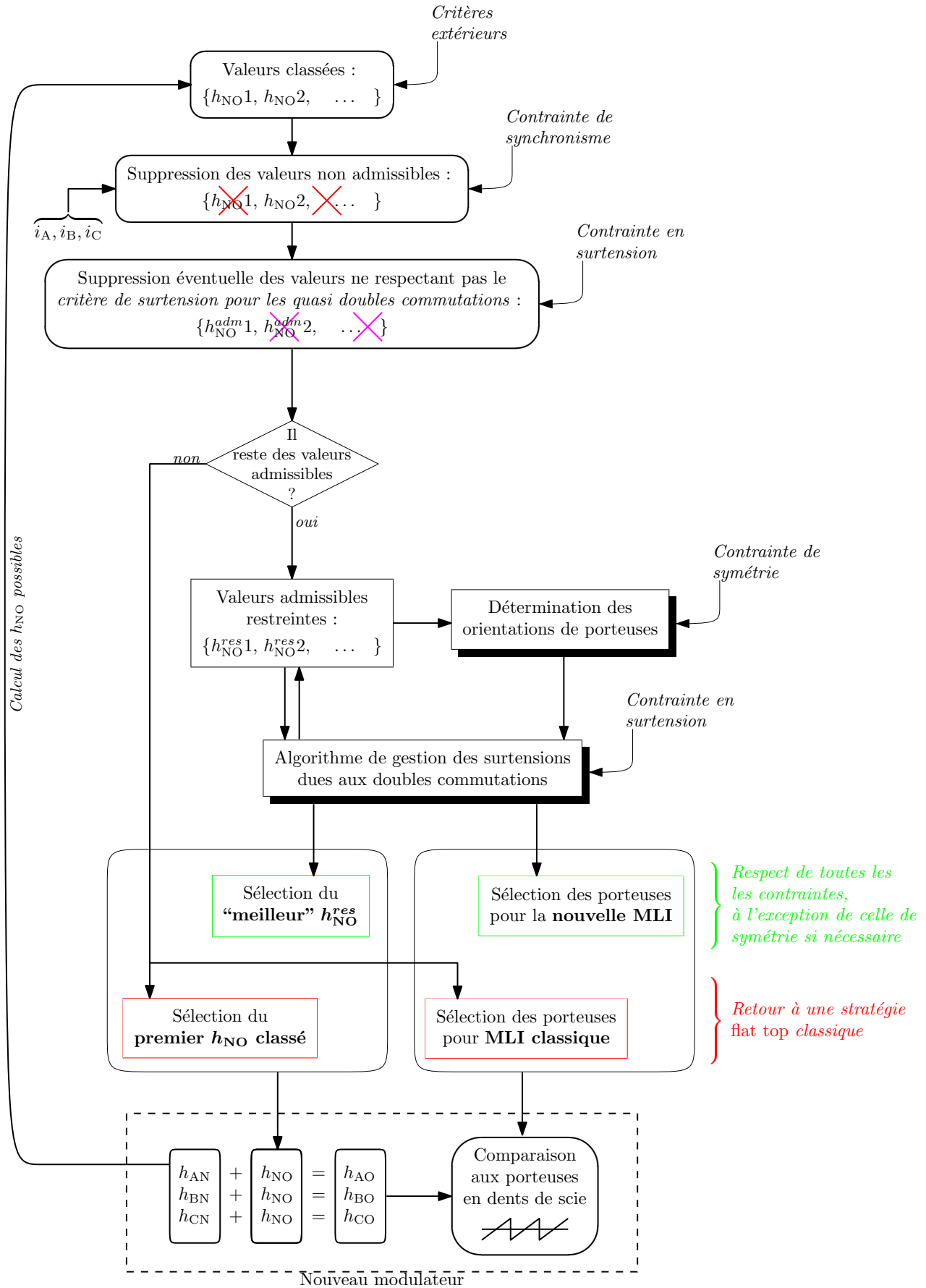
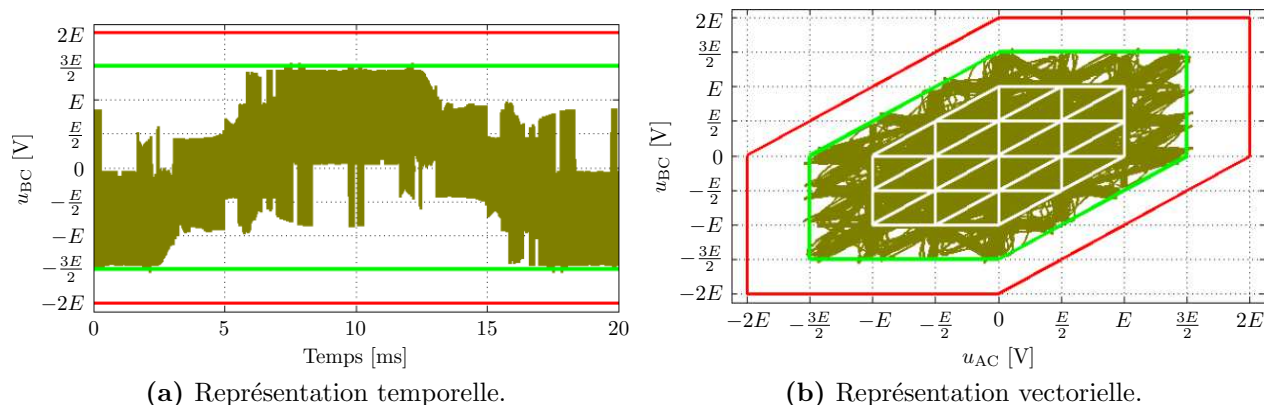


Figure 4.19 – Synoptique de gestion des surtensions dues aux quasi doubles commutations.

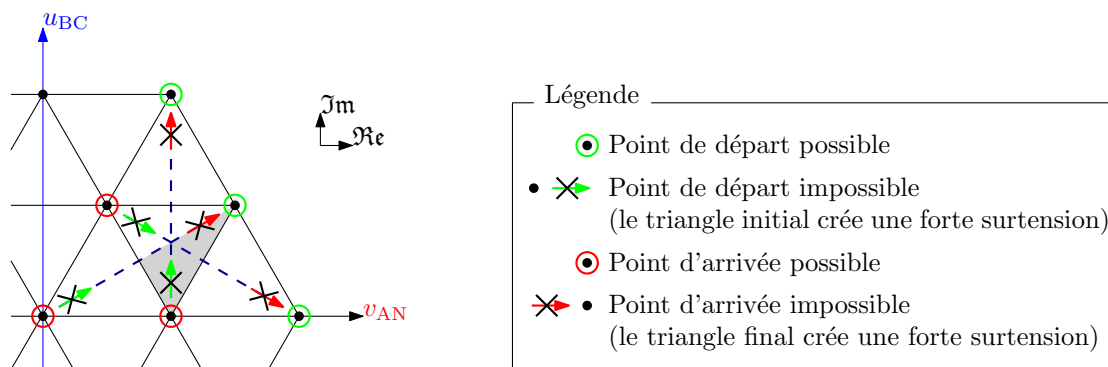


**Figure 4.20** – Simulation de réduction des surtensions dues à la fois aux doubles et quasi doubles commutations.

Par exemple, la figure 4.13 permet d'établir les résultats de la figure 4.21. Celle-ci montre que tant que  $\vec{v}_{\text{ref}}$  est situé dans la zone intermédiaire du diagramme vectoriel, tout changement de triangle ne peut impliquer qu'une transition entre l'un des états cerclés de vert et ceux cerclés de rouge, par simple application de l'algorithme présenté en figure 4.15. La surtension résultante, dirigée vers l'intérieur de l'hexagone, est nécessairement inoffensive : l'exemple de forte surtension suggéré par la figure 4.10a est donc automatiquement évité en pratique. De fait, le même raisonnement peut être effectué pour les zones intérieures et extérieures du diagramme vectoriel et aboutit à un résultat semblable.

D'autre part, on peut revenir sur le phénomène d'élimination des faibles impulsions dans les bandes mortes évoquées en section 3.2.1.c. Ces bandes mortes permettent naturellement d'adoucir certains changements de triangle en imposant temporairement une modulation sur seulement deux états proches. Ainsi, le second exemple de surtension ponctuelle proposé par la figure 4.10b ne peut pas se produire si le déplacement du vecteur référence est suffisamment lent pour entrer dans la bande morte située le long du côté commun aux deux triangles représentés.

Ces réflexions permettent de justifier la très faible probabilité de survenue de ces surtensions "erratiques" dans les conditions normales de commande de l'onduleur (la simulation présentée en figure 4.20 bénéficie des deux avantages que l'on vient de présenter). Nous allons néanmoins proposer une solution supplémentaire pour réduire davantage ce risque de surtension. En effet, on a vu que ce risque n'était pas nul en cas de commande complexe et de déplacement rapide de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  (figure 4.12). Il faut de plus relativiser l'analyse vectorielle qui précède par les effets



**Figure 4.21** – Influence du contrôle des doubles commutations sur les surtensions générées par les transitions ponctuelles lors des changements de triangles.

de désynchronisation dus au temps mort lors de la transition. Par exemple, un passage de l'état  $(1, 1, 1)$  à l'état  $(-1, -1, -1)$  du diagramme vectoriel n'engendre normalement pas de surtension ; cependant, le bras dont le courant est de signe opposé aux deux autres ne commute pas au même moment : il en résulte un passage furtif par un état situé sur l'un des sommets extérieurs de l'hexagone, engendrant nécessairement une forte surtension.

### ► Procédure d'adoucissement des transitions à risque

Afin d'éviter les surtensions erratiques lors des changements de triangle, on doit adoucir les transitions impliquant des états trop éloignés sur le diagramme vectoriel. Puisqu'on ne peut plus agir sur l'état initial (précédant la transition incriminée), on agit sur l'état final de la manière suivante :

1. lorsqu'un risque de forte surtension est détecté pour une transition particulière, on modifie l'agencement des impulsions des tensions de sortie afin d'obtenir un vecteur de destination plus proche de celui de départ. Il s'agit d'une "zone *tampon*" dont la durée vaut une période de découpage. La valeur moyenne des tensions appliquées durant cette période n'est pas modifiée, conservant la dynamique du déplacement de  $\vec{v}_{\text{ref}}$ .  
La modification de l'agencement des impulsions est obtenue par inversion des orientations des porteuses initialement affectées à chaque modulante. En effet, pour un bras  $k$  quelconque *non bloqué* et dont la modulante  $h_{kO}$  est positive (respectivement, négative), une porteuse montante implique l'état 1 (respectivement, 0) juste après la double commutation tandis qu'une porteuse descendante implique l'état 0 (respectivement, -1). Agir temporairement sur l'orientation des porteuses qui lui sont affectées offre donc une liberté de choix quant à l'état final de la transition à risque, ce qui permet de limiter les variations de tension se produisant à ce moment. La figure 4.22 illustre ce principe pour l'exemple d'un bras devant passer de l'état initial -1 à l'état final 1 (variation de deux unités) : le changement d'orientation permet d'obtenir une variation d'une seule unité sur ce bras. De la même manière si l'état initial avait été 0 (porteuses descendantes avant la double commutation), ce procédé aurait pu annuler, si nécessaire la variation lors du front raide. Il faut noter ici que l'application d'une telle méthode modifie le comportement de la modulation durant la période tampon : chaque modulante pouvant voir ses affectations de porteuses modifiées de manière indépendante, l'utilisation des triangles caractéristiques de la nouvelle MLI n'est plus garantie. Cependant, ce procédé est seulement transitoire et exceptionnel ;
2. à la période de découpage suivante, on rétablit le séquençage initialement prévu des états utilisés. Pour cette opération, le vecteur référence reste figé à sa position précédente : de cette manière, le rétablissement de la séquence initiale s'effectue toujours sans commutation, donc sans risque de forte surtension, comme le montre également la figure 4.22 (la zone tampon et celle de rétablissement sont symétriques).  
Le fait de figer le vecteur référence après la zone tampon introduit une courte distorsion de la tension appliquée au moteur par rapport à la consigne normalement prévue. Celle-ci ne dure cependant qu'une période de découpage ;
3. la modulation reprend ensuite son cours habituel. Dans l'éventualité où cette autre transition pose à nouveau un risque de forte surtension (qui peut être encouragée par le fait d'avoir figé  $\vec{v}_{\text{ref}}$  précédemment), il est possible de reprendre cette procédure du départ.

En parallèle à la réduction des risques de surtension offerte par cette méthode, on pourra noter que le nombre de commutations n'est pas augmenté. En fait pour un bras dont les affectations de porteuses sont modifiées de la sorte, on effectue une commutation de moins par rapport



à la non application de la méthode (une commutation est supprimée lors du rétablissement des orientations). Parfois même une autre commutation est supprimée lorsque la zone tampon permet d'annuler les variations du bras lors de la transition incriminée (par exemple, passage de l'état 0 à 0 au lieu de 0 à 1). En revanche, il n'y a plus pendant ce temps de garantie d'effectuer des doubles commutations pour compenser le courant de mode commun.

### 4.2.3.b Implantation de la solution

#### ► Critère de détection

Le prérequis nécessaire à l'application de cette méthode est la capacité à détecter une transition à risque avant que la surtension ne se produise. Dans ce but, et connaissant les états des bras :

- actuels : juste avant la transition (ils découlent des signes des modulantes et des affectations de porteuses pour la période de découpage en cours) ;
- à venir : juste après la transition (à partir des choix finaux effectués par l'algorithme de la figure 4.19, mais non encore appliqués au modulateur),

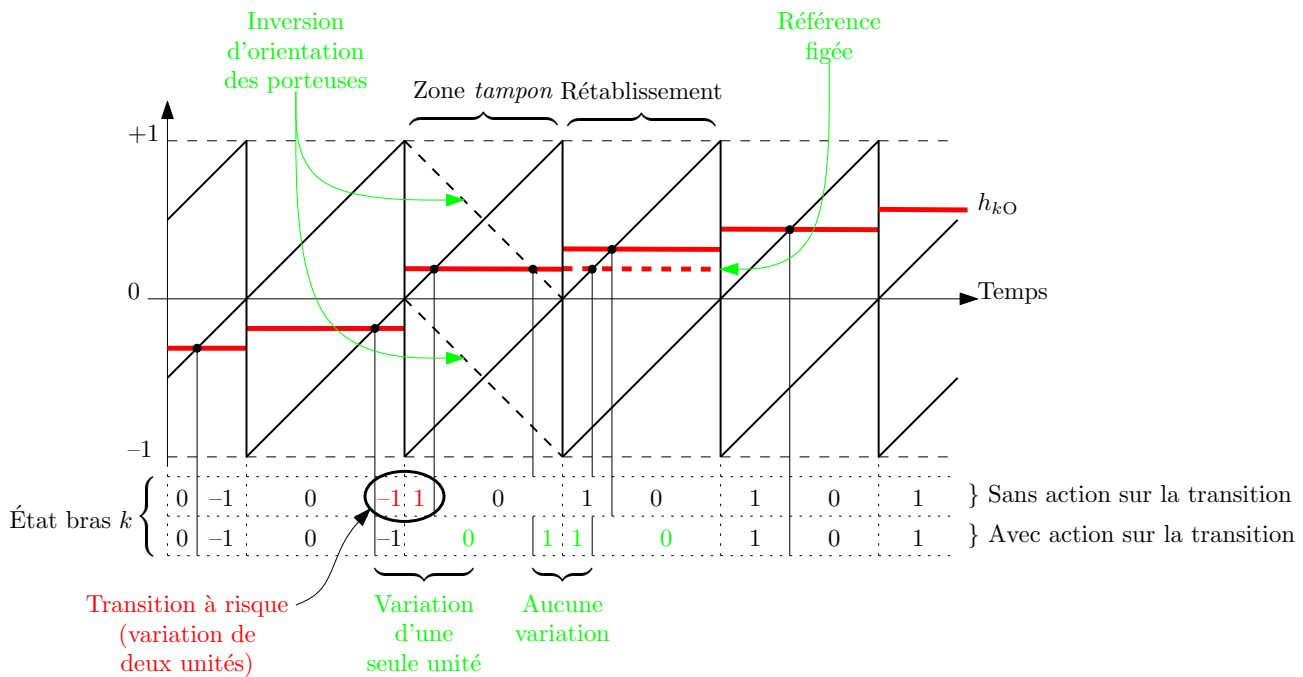
on détermine la variation d'état associée à chaque bras (trois valeurs parmi  $\{-2, -1, 0, 1, 2\}$ ) par différence de ces deux informations. Une analyse vectorielle exhaustive des différentes transitions permet alors d'établir les règles suivantes en fonction du nombre de bras dont la variation vaut  $\pm 2$  :

**Aucun bras** : une forte surtension ne peut se produire que si les commutations effectuées lors de la transition conduisent à un front montant de 0 à  $\frac{E}{2}$  de la tension  $v_{kO}$  de l'un des bras, simultanément avec un front descendant de 0 à  $-\frac{E}{2}$  sur un autre bras. Ce critère est identique à celui utilisé pour la gestion des surtensions dues aux doubles commutations en fonctionnement normal (non transitoire comme c'est le cas ici) de la nouvelle MLI ;

**Un seul bras** : une variation d'état de  $\pm 2$  unités sur un bras quelconque  $k$  n'est tolérable que dans des conditions très strictes correspondant au respect simultané des deux critères suivants :

1. les états initiaux des deux autres bras (juste avant la transition) sont de même signe que la variation du bras  $k$ .  
Pour l'exemple du bras A passant de l'état  $-1$  à  $1$ , cela restreint les états initiaux possibles à ceux cerclés de bleu sur la figure 4.23. En effet, si seul le bras A commute (déplacement purement horizontal), les surtensions obtenues en partant de ces états, représentées par les flèches oranges, n'atteignent que le faible niveau. Tout déplacement similaire provenant d'un autre état du diagramme vectoriel risque de générer une forte surtension (il n'est pas question de prendre en compte une éventuelle interaction bénéfique avec la commutation d'un autre bras car, du fait des possibles désynchronisations dues aux temps morts, on doit se positionner sur le pire des cas) ;
2. aucun des deux autres bras ne subit, durant la transition, une variation de signe opposé à celle du bras  $k$ .  
Pour le même exemple, la figure 4.23 montre également la surtension résultant d'une situation de ce type où le bras B subit une variation négative d'une unité (flèche rouge, en réponse au déplacement bleu oblique). L'état initial satisfait bien le critère précédent mais le déplacement est toujours trop important dans ce cas. En revanche, on peut vérifier qu'une variation de même signe que celle du bras  $k$  ne pose pas de problème.





**Figure 4.22** – Introduction d'une zone tampon par action sur les orientations de porteuses pour adoucir les transitions à risque.

**Deux ou trois bras** : le risque de forte surtension est toujours présent si plus d'un bras subit une variation de deux unités durant la transition. Ces conditions sont rédhibitoires et requièrent systématiquement l'application de la procédure d'adoucissement décrite plus haut.

#### ► Algorithme général

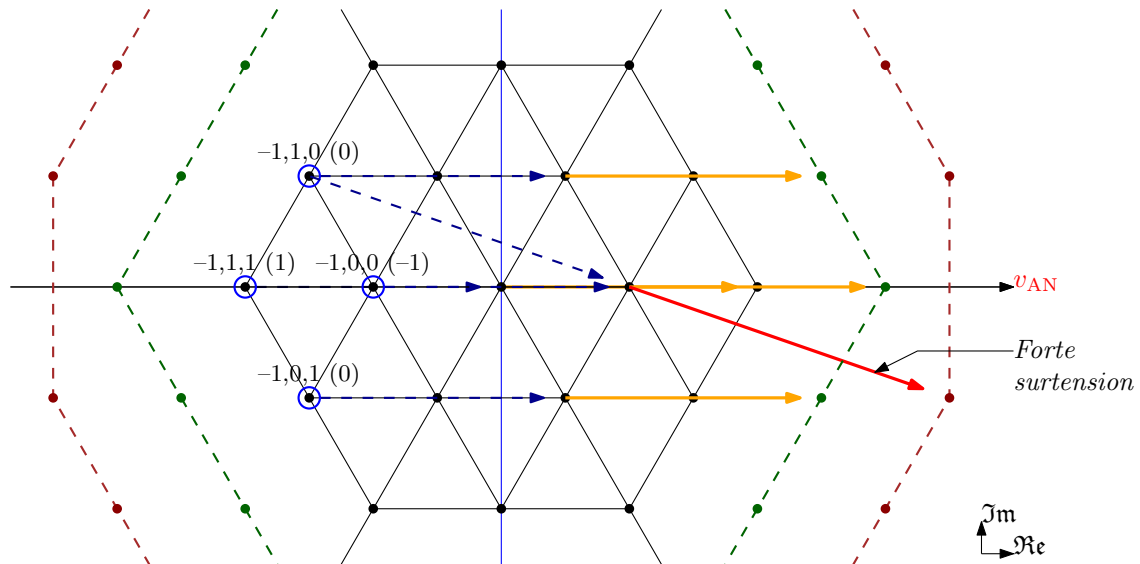
La procédure qui vient d'être décrite ne modifie pas les choix de triangles obtenus par application des algorithmes développées dans les sections précédentes. Elle vient se greffer juste avant l'application concrète de leur commande sur le modulateur afin de gérer l'éventuel tampon permettant d'adoucir les transitions qui présentent un risque de forte surtension, et ne modifie le comportement de la modulation que pendant deux périodes de découpage. Le synoptique de cet ensemble est présenté en figure 4.24.

#### 4.2.3.c Simulation de la méthode

##### ► Fonctionnement attendu

En reprenant le programme présenté en section 4.1.2.c pour simuler et visualiser les surtensions dues aux transitions lors des changements de triangles, on effectue une simulation comparative de l'utilisation de cette dernière approche. Pour l'exemple de transition néfaste présenté en figure 4.12, la figure 4.25 en montre le résultat pour le même instant. L'introduction de la zone tampon a effectivement supprimé la forte surtension, permettant un passage en douceur entre les différentes conditions de commande de l'onduleur.

Pourtant, le programme décèle encore 7 autres phénomènes, listés dans la fenêtre inférieure, qui correspondent à des fortes surtensions ayant eu lieu pendant la simulation. Il s'agit d'un réel progrès par rapport à la situation initiale (22 phénomènes recensés), mais qui reste insuffisant.



**Figure 4.23** – Application du critère de détection des transitions à risque lorsqu'un seul bras subit une variation d'état de deux unités.

Ces phénomènes sont tous dus à un même cas particulier, rendant le procédé d'évitement des surtensions incomplet.

#### ► Cas particulier

La situation particulière qui reste à corriger correspond au fait que l'algorithme présenté était fondé sur l'hypothèse d'un bras *non bloqué* pour modifier ses affectations de porteuses. Or, on peut imaginer la possibilité qu'un bras, initialement à l'état  $-1$  juste avant la transition devienne *bloqué* à l'état  $1$  juste après (soit par *flat top* de ce bras, soit parce que sa modulante se trouve dans la bande morte proche de  $1$ , si bien que son impulsion est éliminée). L'exemple de la figure 4.26 montre que dans ces conditions, l'action sur les orientations de porteuses n'a aucun effet : une variation de deux unités est inévitable.

En supposant que l'ordonnancement des références n'est pas modifié lors de la transition (ce qui équivaut à un déplacement angulaire limité de  $\vec{v}_{\text{ref}}$ ), ces conditions impliquent l'utilisation des *flat top* *FT-1-max* ou *FT-1-int* (blocage des références extrêmes<sup>7</sup> au niveau  $\pm 1$ ) en zone intérieure<sup>8</sup>. La manière la plus simple d'éviter ce type de situation est d'interdire les deux *flat top* incriminés lorsque le vecteur référence est situé dans la zone intérieure<sup>9</sup>. Nous avons appliqué cette restriction afin de valider en simulation l'analyse effectuée, ce qui a effectivement conduit à la suppression complète des fortes surtensions détectées.

Bien entendu, il serait possible de pousser encore plus loin les limites du système en imposant par exemple des variations de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  encore plus rapides que dans notre exemple. Cependant, il est peu probable que de telles conditions de commande se produisent réellement, et l'on peut imaginer l'intégration d'un limiteur pour filtrer les déplacements du vecteur. Plus important

<sup>7</sup>La référence d'attribut *min* (voir section 2.1.1.a) est la plus petite des  $h_{kN}$  en valeur absolue : les deux autres (*max* et *int*) sont donc situées de part et d'autre de celle-ci (il s'agit bien des références extrêmes).

<sup>8</sup>La possibilité d'obtenir trois modulantes de même signe équivaut à vérifier la première relation du tableau A.1b, définissant la localisation de  $\vec{v}_{\text{ref}}$  dans cette zone.

<sup>9</sup>Cette restriction est rendue possible par le fait que la zone intérieure est la plus riche en degrés de liberté (voir tableaux 2.4, 3.3 et 4.2) : les trois bras pouvant y être bloqués au niveau 0 (voir tableau 2.2), tous les triangles restent disponibles.

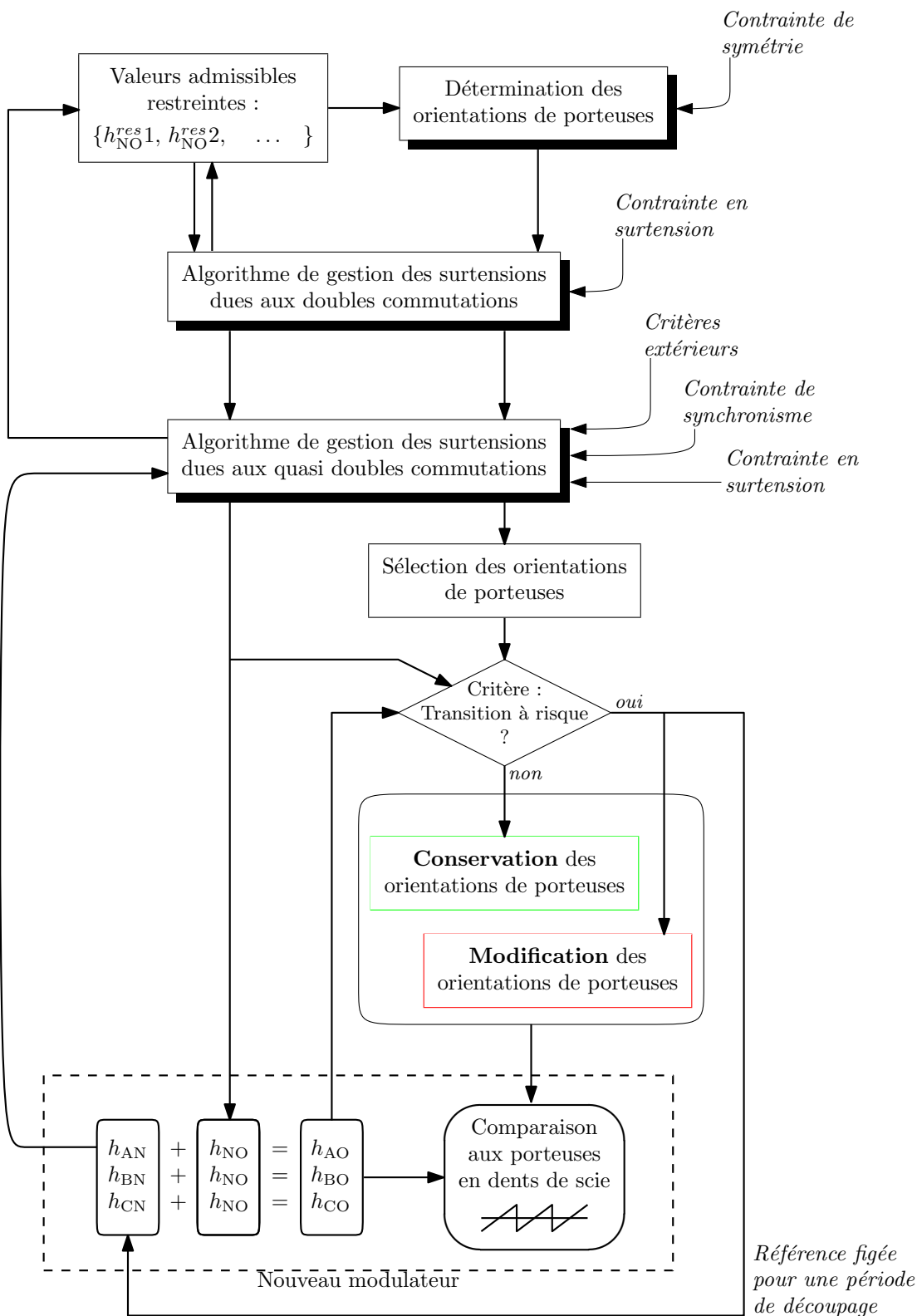


Figure 4.24 – Synoptique général de l’algorithme prenant en compte les doubles commutations, les quasi doubles commutations et les transitions au changement de triangle.

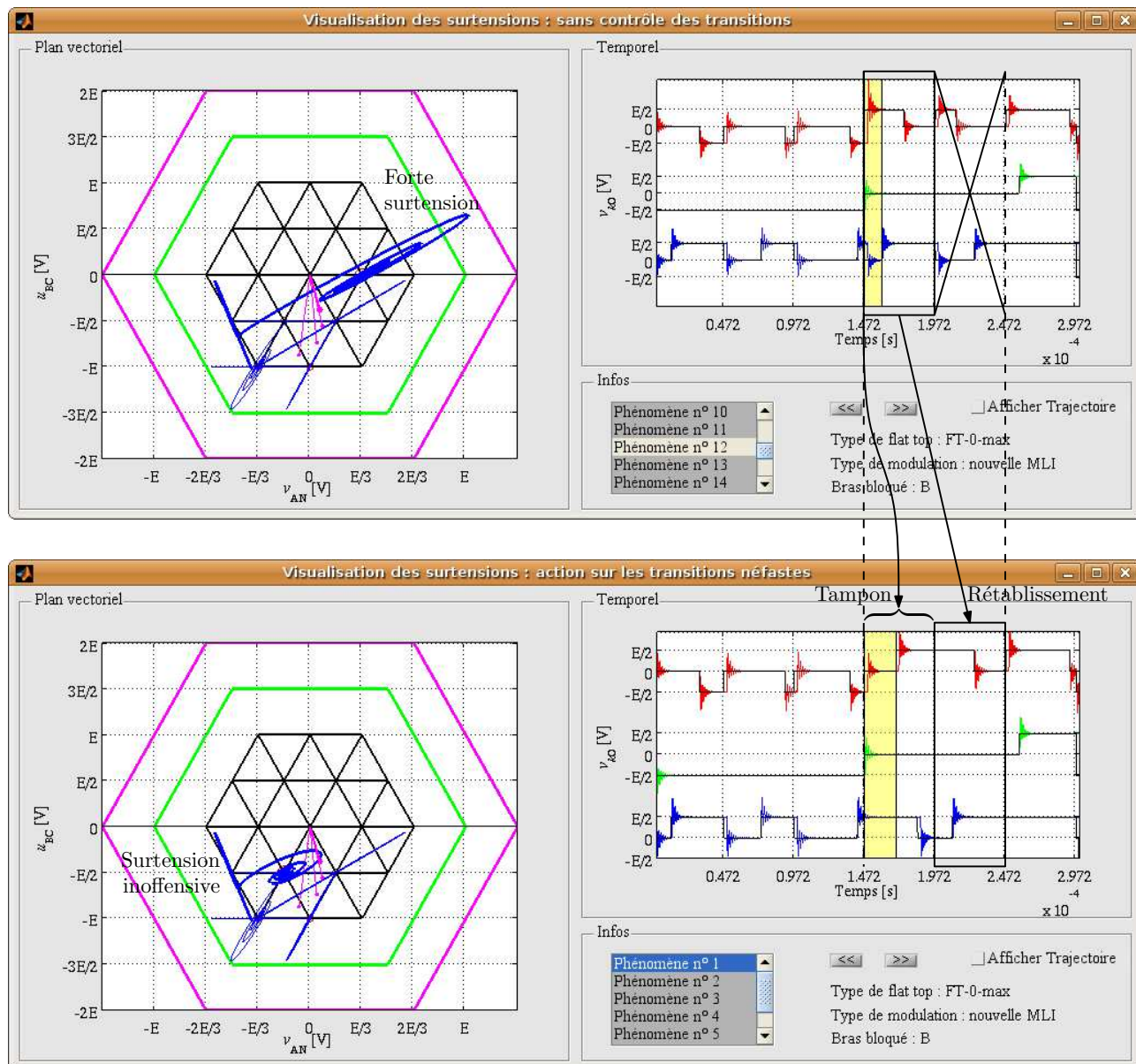


Figure 4.25 – Suppression d’une forte surtension par introduction d’une période ”tampon”.

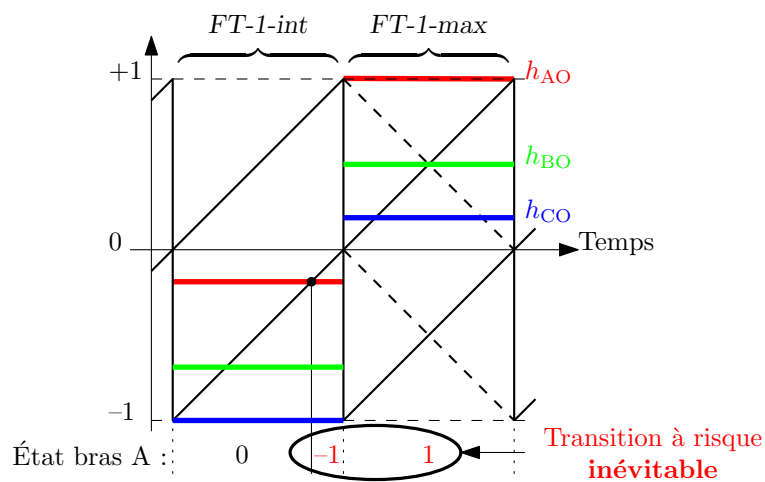


Figure 4.26 – Transition à risque inévitable due à l’utilisation des flat top FT-1-max et FT-1-int en zone intérieure.

encore, les problèmes que l'on rencontrerait alors ne seraient plus spécifiques à la nouvelle MLI, car les stratégies classiques souffriraient également des mêmes contraintes.

## 4.3 Résultats expérimentaux

On applique à présent les algorithmes développés sur le système réel équipé du câble long. Après une validation temporelle des niveaux de surtension atteints dans les différentes configurations de commande de l'onduleur, on montre l'effet bénéfique apporté par les algorithmes successifs par des observations vectorielles pour lesquelles le vecteur référence parcourt l'ensemble du diagramme vectoriel.

En parallèle, des relevés fréquentiels du courant de mode commun confirment la validité de la stratégie proposée sur câble long, y compris lorsque les méthodes de gestion des surtensions sont appliquées.

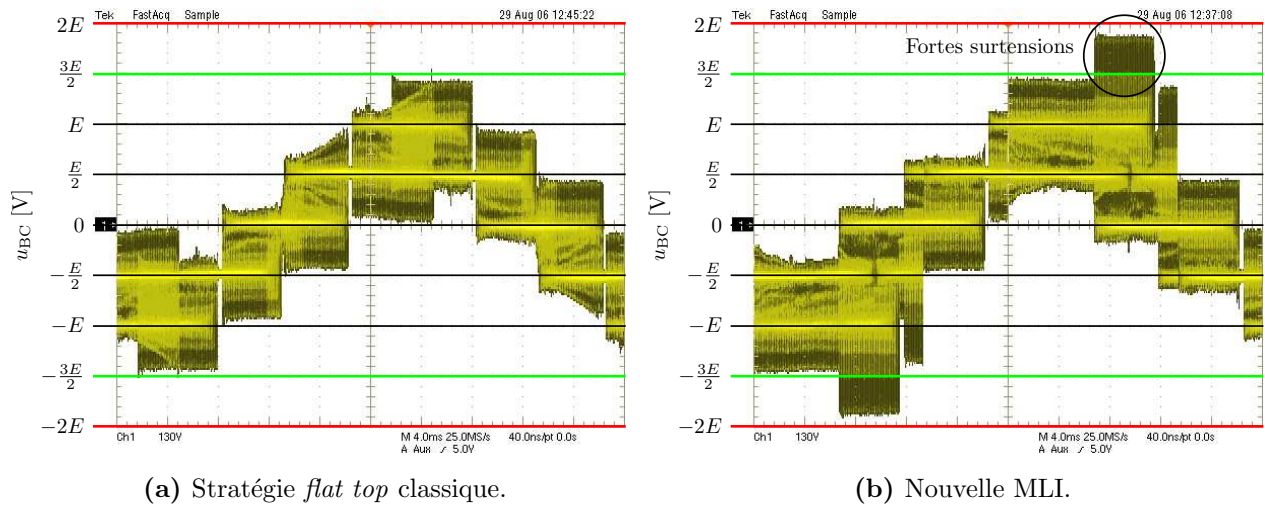
### 4.3.1 Observation temporelle des surtensions

Pour une profondeur de modulation suffisante à ce que le vecteur référence parcoure les zones intermédiaires et extérieures du diagramme vectoriel (on a choisi  $r \approx 0,8$ ), la figure 4.27 montre une tension composée aux bornes du moteur sur toute la période d'alimentation. Alors qu'une stratégie classique de type *flat top* (figure 4.27a) atteint le niveau  $\frac{3E}{2}$  sans jamais le dépasser, on observe avec la nouvelle MLI (figure 4.27b) l'apparition de zones durant lesquelles ce niveau est systématiquement dépassé et atteint  $2E$  : l'inconvénient des doubles commutations sur les surtensions moteur est alors mis en évidence.

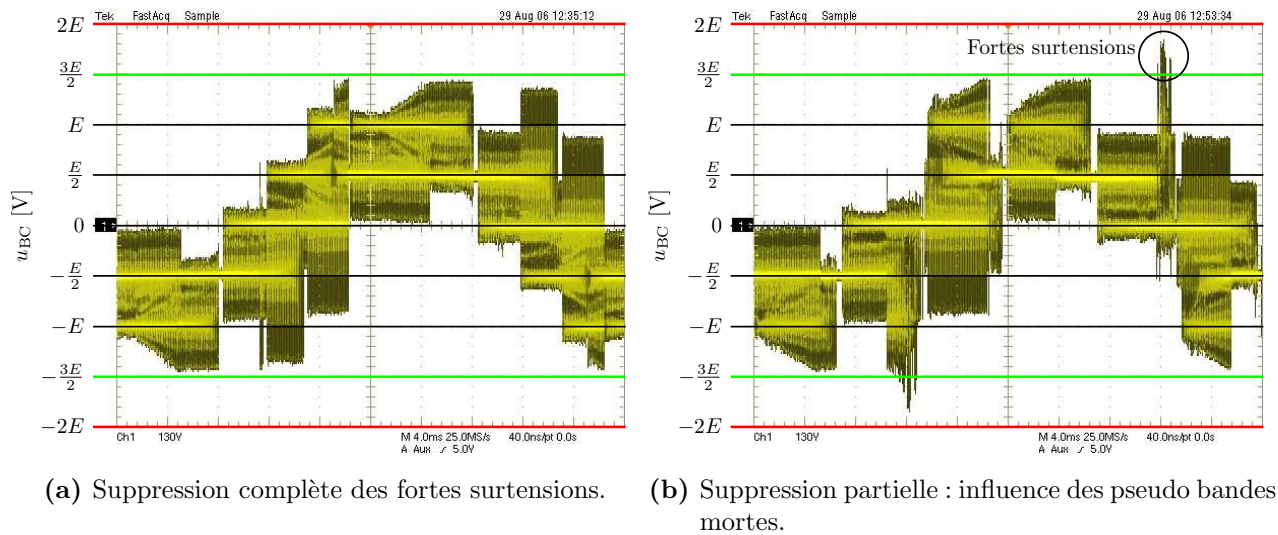
Afin d'observer les autres modes d'apparition des fortes surtensions, on applique l'algorithme développé en section 4.2.1 pour prévenir l'influence néfaste des doubles commutations. La figure 4.28a montre alors une suppression complète des fortes surtensions. En effet, la seule application de cet algorithme est souvent suffisante pour maintenir le niveau de tension égal à celui atteint par une stratégie classique (contrainte en surtension respectée). Néanmoins, on a vu en sections 4.2.1.c et 4.2.2 que de fortes surtensions dues aux quasi doubles commutations (dans les pseudo bandes mortes) sont parfois inévitables. Ainsi, en modifiant la profondeur de modulation de l'onduleur (à  $r \approx \frac{2}{3}$ ), on voit apparaître sur la figure 4.28b une situation pour laquelle la seule gestion des doubles commutations n'est pas suffisante. Les fortes surtensions observées, dont l'enveloppe forme une "pointe" caractéristique des phénomènes apparaissant dans les pseudo bandes mortes (déjà montré en figure 4.9), sont dues aux quasi doubles commutations.

Le dernier phénomène, provenant de transitions ponctuelles lors des changements de tri-angles, est délicat à observer expérimentalement. Pour le déceler, on a appliqué l'algorithme de contrôle des doubles et quasi doubles commutations et forcé un déclenchement unique de l'oscilloscope sur un niveau de tension compris entre  $\frac{3E}{2}$  et  $2E$ . De brusques variations de consigne répétées ont ainsi permis d'observer quelques cas de fortes surtensions ponctuelles dont la figure 4.29 montre un exemple. Cependant, il nous a paru peu réaliste d'établir une preuve expérimentale convaincante de l'absence définitive de fortes surtensions par application de la méthode développée en section 4.2.3. En effet, les conditions de commande appliquées en simulation sont difficiles à reproduire expérimentalement et la rareté du phénomène augmente l'incertitude des mesures. Par conséquent, cette dernière méthode n'a pas été testée expérimentalement ; la section suivante montre donc les résultats vectoriels obtenus par application des deux premières solutions de limitations des surtensions.

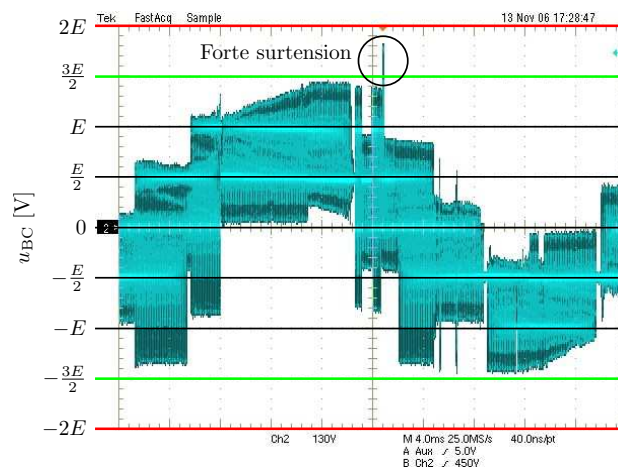




**Figure 4.27** – Observation expérimentale des niveaux de tension atteints par un stratégie classique et la nouvelle MLI sans contrôle des surtensions.



**Figure 4.28** – Niveaux de tension atteints après suppression des surtensions dues aux doubles commutations.



**Figure 4.29** – Exemple de forte surtension ponctuelle.

### 4.3.2 Représentation vectorielle

On cherche maintenant à reproduire expérimentalement les résultats issus de l'analyse vectorielle des surtensions. Pour cela, l'oscilloscope est utilisé en mode XY, par mesure de la tension  $u_{AC}$  en abscisse et de  $u_{BC}$  en ordonnées. Le choix d'une tension composée en abscisses permet d'obtenir des formes d'ondes "propres" et bien découpées, ce qui n'est pas le cas d'une mesure entre une phase et le neutre du moteur. La qualité des mesures en est grandement améliorée, au prix d'une déformation du diagramme vectoriel (inclinaison) qui ne remet pas en cause la pertinence de ces observations.

Afin de couvrir un maximum de configurations de commande de l'onduleur, l'oscilloscope est paramétré en persistance infinie et la profondeur de modulation varie entre 0 et son maximum ( $\frac{2}{\sqrt{3}}$ ) au cours de la mesure. De cette manière, le relevé final contient tous les événements mesurés pendant que le vecteur référence parcourt l'intégralité du diagramme vectoriel. Ces résultats sont présentés sur la figure 4.30, dans laquelle la coloration la plus claire (jaune) correspond aux lieux les plus "fréquentés" par la trajectoire de la tension. On reconnaît notamment une stratégie classique (figure 4.30a) à ses déplacements exclusivement localisés le long des segments du diagramme vectoriel (tracé en blanc sur la figure); les trois autres cas font apparaître des déplacements transversaux correspondant aux doubles commutations réalisées par la nouvelle MLI. On observe que :

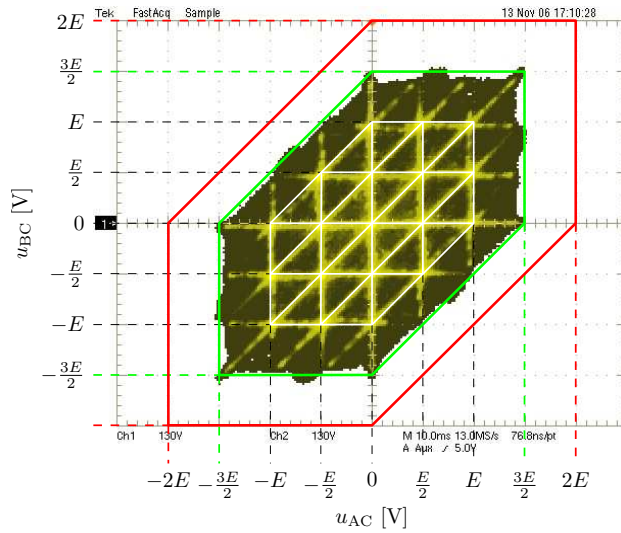
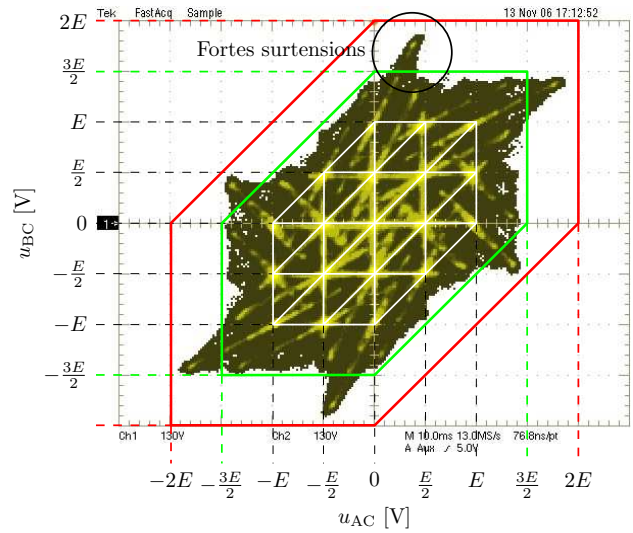
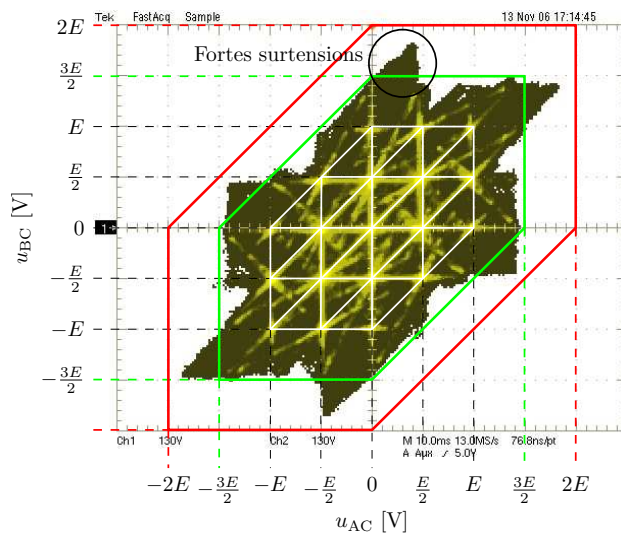
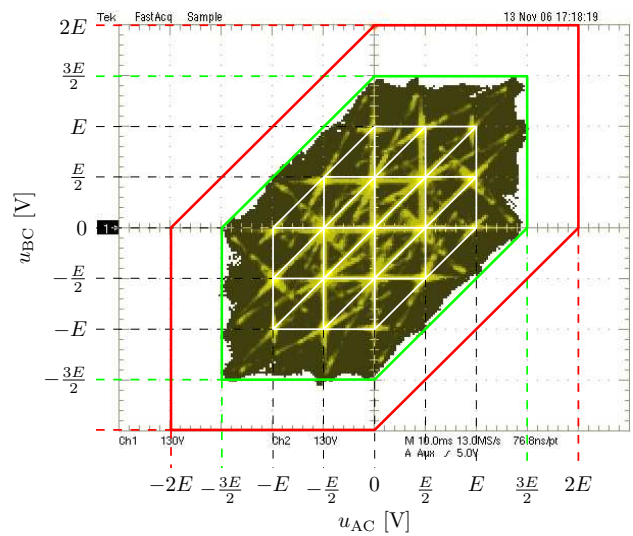
- la tension atteinte par la stratégie classique (de type *flat top*) reste bien inscrite dans le polygone vert délimitant le niveau  $\frac{3E}{2}$ ;
- la nouvelle MLI, en revanche, dépasse ce niveau (fortes surtensions) si aucune mesure n'est prise pour limiter les surtensions (figure 4.30b);
- en appliquant uniquement l'algorithme de contrôle des doubles commutations, la figure 4.30c montre que de fortes surtensions subsistent : elles sont dues aux quasi doubles commutations rencontrées lors du déplacement de  $\vec{v}_{ref}$  dans l'ensemble du diagramme vectoriel. Ces surtensions couvrent encore une surface importante (comme expliqué en section 4.2.1.c) mais sont peu fréquentes (en témoigne la couleur sombre);
- enfin, l'application conjointe des techniques de suppression des surtensions dues aux doubles et quasi doubles commutations (figure 4.30d) ramène le niveau de tension maximal à celui atteint par les stratégies classiques.

Ces résultats confirment l'efficacité des méthodes de limitation des surtension présentées au cours du chapitre. Il reste alors à vérifier que les dégradations imposées par l'application de ces techniques sur les performances de mode commun sont suffisamment modérées pour que la nouvelle MLI constitue bien un gain en mode commun sans perte de performances sur les surtensions moteur.

### 4.3.3 Influence sur le courant de mode commun

Les mesures du courant de mode commun ont été réalisées selon le montage expérimental de référence (figure 2.22, source continue de 300 V) doté du filtre CEM monophasé. Conformément aux remarques énoncées en section 2.4.2.b, on effectue l'analyse sur le courant  $i_{mc}^{onduleur|filtre}$  pour comparer les émissions générées par différentes stratégies MLI. Les résultats sont présentés sur la figure 4.31. Pour chaque graphe, on dispose à présent de deux mesures pour la nouvelle MLI :

- la courbe rouge reste identique au chapitre 3 : il s'agit de la nouvelle MLI contrôlée de manière à satisfaire les contraintes de synchronisme et de symétrie, sans aucune action sur les surtensions moteur;
- la courbe verte correspond à la nouvelle MLI pour laquelle les algorithmes de gestion des surtensions dues aux doubles commutations et aux quasi doubles commutations sont

(a) Stratégie *flat top* classique.(b) Nouvelle MLI,  
Sans action pour les surtensions.(c) Nouvelle MLI,  
Action sur les doubles commutations.(d) Nouvelle MLI,  
Action sur les doubles et quasi doubles commutations.

**Figure 4.30** – Résultats vectoriels expérimentaux des surtensions générées aux bornes du moteur en fonction de l’algorithme de commande appliqué.



appliqués. On a vu que ces algorithmes présentent un risque de dégradation des performances sur les courants HF car ils requièrent certains compromis.

Les résultats en mode de détection quasi-crête (figure 4.31a) montrent à nouveau une réduction significative du courant de mode commun, que l'on peut chiffrer à 5 dBmA par rapport au *flat top* classique, dans la bande de fréquence de 150 kHz à 4 MHz. Au delà, les niveaux émis par les différentes stratégies sont semblables. Le mode moyen (figure 4.31b) présente sensiblement les mêmes caractéristiques, avec un gain maximum de 10 dBmA autour de 1 MHz. Les différences entre les deux types de commande de la nouvelle MLI sont minimales : la prise en compte des surtensions moteur tend à dégrader les performances de quelques décibels, mais cela se produit principalement après le pic de résonance en mode moyen, là où le gain de la nouvelle MLI est le plus important.

On peut donc considérer que la nouvelle MLI, commandée par les algorithmes développés dans ce chapitre pour les applications impliquant un câble long, offre un réel gain sur les émissions de mode commun de l'onduleur tout en conservant le niveau de surtension atteint par une stratégie classique.

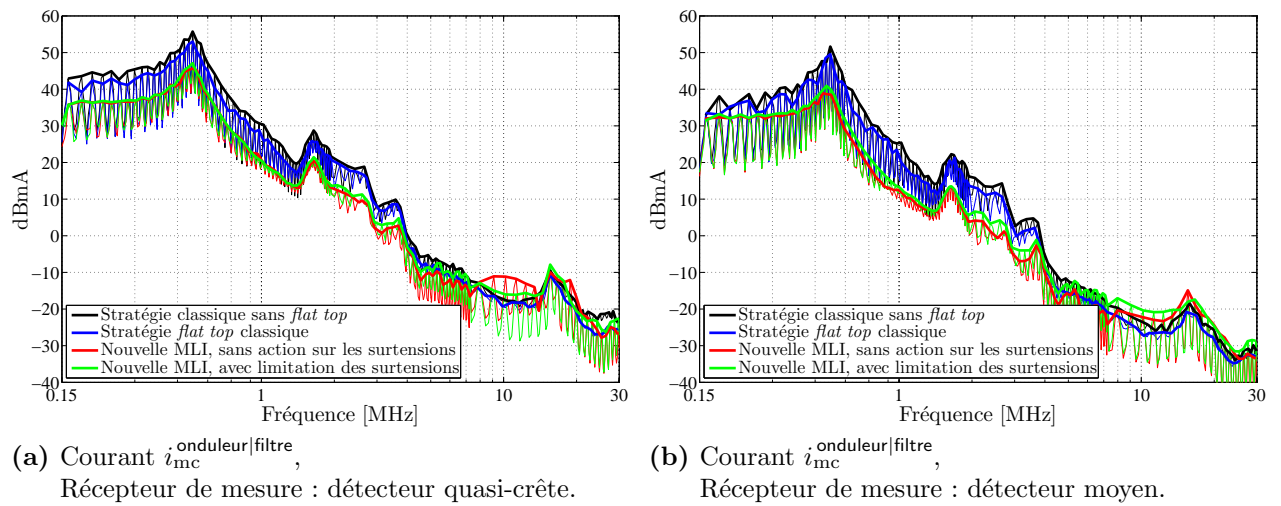
## 4.4 Conclusion du quatrième chapitre

Ce chapitre s'intéresse aux surtensions générées aux bornes du moteur lorsqu'un câble long relie celui-ci à l'onduleur. L'étude est menée selon une approche graphique qui permet de déterminer la trajectoire de la tension dans le diagramme de l'onduleur et d'établir un lien avec l'approche vectorielle des diverses stratégies de modulation.

Alors que l'onduleur NPC commandé par des stratégies classiques réduit naturellement les surtensions moteur par rapport à l'onduleur à deux niveaux, il est montré que les doubles commutations utilisées pour réduire le courant de mode commun annulent potentiellement ce bénéfice du fait des variations accrues des tensions de mode différentiel. De plus, l'utilisation exclusive de doubles commutations rend cette contrepartie inévitable.

Trois configurations de commande susceptibles de dégrader de la sorte un onduleur NPC commandé par la nouvelle MLI sont identifiées. Elles donnent lieu à l'élaboration d'algorithmes de commande, validés dans un premier temps en simulation, qui adaptent l'utilisation des degrés de liberté du modulateur de manière à proscrire tout dépassement du niveau de surtension naturel de l'onduleur NPC.

Les solutions proposées recherchent le meilleur compromis entre la limitation des surtensions moteur et les performances de mode commun. Les mesures expérimentales confirment que les courants HF générés par l'onduleur sont réduits efficacement tout en garantissant le maintien des performances en surtension de l'onduleur NPC.



**Figure 4.31** – Mesures fréquentielles du courant de mode commun généré sur câble long.



# Chapitre 5

## Prise en compte de la régulation du bus continu

### Sommaire

---

<b>5.1</b>	<b>Capacité de régulation de la nouvelle MLI</b>	<b>146</b>
5.1.1	Influence du <i>flat top</i>	146
5.1.1.a	Équivalence des capacités de régulation avec et sans <i>flat top</i>	146
5.1.1.b	Importance de la multiplicité des valeurs possibles de $h_{NO}$	147
5.1.2	Influence de la contrainte de synchronisme	149
5.1.3	Conséquences sur la régulation réalisée par la nouvelle MLI	150
5.1.3.a	Caractérisation de la capacité de régulation	150
5.1.3.b	Conclusion et ouverture sur les performances d'équilibrage	152
<b>5.2</b>	<b>Intégration de l'équilibrage dans les algorithmes de commande</b>	<b>154</b>
5.2.1	Principe de régulation	155
5.2.1.a	Régulation par hystérésis	155
5.2.1.b	Exploitation de l'équilibrage naturel	155
5.2.2	Application à la nouvelle MLI	156
5.2.2.a	Ordonnancement des $h_{NO}$	156
5.2.2.b	Équilibrage sans prise en compte des surtensions moteur	157
5.2.2.c	Équilibrage avec limitation des surtensions	159
5.2.3	Validation du fonctionnement	159
5.2.3.a	Résultats de simulation	159
5.2.3.b	Résultats expérimentaux	160
<b>5.3</b>	<b>Conclusion du cinquième chapitre</b>	<b>163</b>

---

**L**A STRATÉGIE DE MODULATION proposée dans le chapitre 2 dispose d'algorithmes permettant à la fois de maximiser ses performances CEM (chapitre 3) et de limiter les surtensions générées aux bornes du moteur lorsqu'un câble long est utilisé (chapitre 4). L'aspect étudié à présent concerne la régulation du point milieu capacitif du bus continu. S'agissant d'une fonction de sécurité pour l'onduleur, celle-ci est considérée comme une nouvelle contrainte qu'il convient d'intégrer aux méthodes de commande précédentes.

Nous avons vu dans le premier chapitre que le moyen d'action permettant d'assurer l'équilibrage du point milieu capacitif est, pour les MLI intersectives, la composante homopolaire du système de modulantes triphasées. Ce degré de liberté étant déjà exploité par les algorithmes développés dans les chapitres précédents, de nouvelles situations de conflit entre les différentes contraintes apparaissent naturellement.

Ce chapitre évalue les possibilités de "cohabitation" de l'ensemble des contraintes appliquées à l'onduleur NPC. Il montre en particulier que la garantie des performances de mode commun réduit la capacité d'action sur le bus continu. La nouvelle MLI conserve toutefois un pouvoir d'équilibrage du point milieu capacitif, dans certaines limites qui sont caractérisées par une analyse comparative avec les stratégies classiques. Un compromis permettant de satisfaire au mieux l'ensemble des contraintes en mode commun, surtensions et régulation du bus continu est alors proposé.

## 5.1 Capacité de régulation de la nouvelle MLI

On cherche ici à quantifier la capacité de régulation permise par la nouvelle MLI par rapport aux stratégies classiques. La nouvelle MLI étant avant tout destinée à réduire les perturbations de mode commun, les optimisations réalisées dans le chapitre 3 pour satisfaire à la fois la contrainte de synchronisme et celle de symétrie sont supposées appliquées et constituent un prérequis à l'étude.

Cependant, on a vu en section 1.3.2.b que la régulation du point milieu capacitif est uniquement liée à l'utilisation de la composante homopolaire  $h_{NO}$ . Les choix concernant les porteuses spécifiques de la nouvelle MLI et leurs affectations aux modulantes n'ont donc pas d'influence sur cet aspect. Par conséquent, la contrainte de symétrie est transparente du point de vue de la régulation du bus continu. En revanche, l'utilisation du *flat top* ainsi que le respect de la contrainte de synchronisme imposent des restrictions sur la composante homopolaire qu'il convient de prendre en compte.

### 5.1.1 Influence du *flat top*

En l'absence de *flat top*, la composante homopolaire peut prendre une infinité de valeurs possibles dans les limites indiquées par la relation (1.17). Lorsque le *flat top* est appliqué, la composante homopolaire est ajustée de manière à plafonner l'une des modulantes ( $h_{AO}$ ,  $h_{BO}$  ou  $h_{CO}$ ) à un niveau particulier (1, 0 ou -1), ce qui restreint les valeurs possibles de  $h_{NO}$  à un ensemble de 2 à 5 valeurs discrètes conformément au tableau 2.2. Nous allons voir que la capacité de régulation n'en est pas altérée pour autant.

#### 5.1.1.a Équivalence des capacités de régulation avec et sans *flat top*

La capacité de régulation est totalement utilisée lorsque la composante homopolaire est, à chaque période de découpage, choisie de manière à maximiser (ou minimiser) le courant  $\langle i_0 \rangle_{T_{dec}}$  dans l'équation (1.20). Or, on peut effectuer les constatations suivantes :

- la valeur de  $h_{NO}$  conditionne l'utilisation des états redondants du diagramme vectoriel, et permet de modifier leur répartition sur une période de découpage (voir section 1.3.2.a) ;

- les états redondants situés sur l'hexagone intérieur de la figure 1.15 présentent une complémentarité sur la commande des bras à l'état 0 (par exemple,  $(1, 1, 0)$  et  $(0, 0, -1)$ ), ce qui se traduit par le fait que ces états redondants génèrent un courant instantané  $i_0$  opposé l'un de l'autre (car  $i_A + i_B + i_C = 0$ ).

Pour une paire d'états redondants donnée, la maximisation (ou minimisation) de ce  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  est donc obtenue pour une répartition qui privilégie l'un de ces états à 100 % (l'autre n'étant pas du tout utilisé). Or, on a vu que cette répartition extrême est obtenue pour un *flat top* dans les stratégies classiques à porteuses triangulaires.

Ce résultat est également valable pour toute modulation à trois niveaux, quelle que soit la séquence d'états utilisée. En effet, l'équation générale (1.20) s'écrit aussi :

$$\begin{aligned} \langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}} &= \sum_{k \in \{A, B, C\}} |h_{kN} + h_{NO}| \cdot i_k \\ &= \left( \sum_{k \in \{A, B, C\}} s_k \cdot h_{kN} \cdot i_k \right) + h_{NO} \cdot \left( \sum_{k \in \{A, B, C\}} s_k \cdot i_k \right) \end{aligned} \quad (5.1)$$

Avec  $\forall k \in \{A, B, C\}, \quad s_k = \begin{cases} 1 & \text{si } h_{kO} \geq 0 \\ -1 & \text{si } h_{kO} < 0 \end{cases}$ .

Ainsi, pour un point de fonctionnement donné (références  $h_{kN}$  et courants de charge  $i_k$  fixés),  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  est une fonction affine de  $h_{NO}$  (tant qu'aucun  $h_{kO}$  ne change de signe). Par conséquent, les extremums de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  sont aussi ceux de  $h_{NO}$  avec deux cas possibles :

- l'une des grandeurs  $|h_{kN} + h_{NO}|$  atteint la valeur 1. Dans ce cas, la composante homopolaire a atteint l'une de ses butées et la modulante correspondante  $h_{kO}$  est plafonnée au niveau 1 ou  $-1$ . Il s'agit d'un *flat top* de type *FT-1-\** ;
- l'une des grandeurs  $|h_{kN} + h_{NO}|$  atteint la valeur 0. Ce cas correspond au passage par zéro (changement de signe) de la modulante  $h_{kO}$  correspondante. Il s'agit d'un *flat top* de type *FT-0-\**.

Ainsi, la valeur maximale (ou minimale) de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  est toujours obtenue dans une situation de *flat top*. Bien que les possibilités de choix de  $h_{NO}$  soient réduites d'une infinité à quelques valeurs discrètes, une stratégie *flat top* possède donc la même capacité de régulation qu'une stratégie sans *flat top*.

Cela rend la méthode de régulation consistant à rattraper une dérive le plus rapidement possible particulièrement adaptée aux stratégies utilisant le *flat top* (dont la nouvelle MLI). En effet, le nombre de valeurs possibles de  $h_{NO}$  étant alors limité, il suffit de calculer le courant  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  généré dans chaque cas pour déterminer le *flat top* optimal assurant la meilleure régulation.

### 5.1.1.b Importance de la multiplicité des valeurs possibles de $h_{NO}$

On détaille à présent le mécanisme de régulation du bus continu dans le cas d'une stratégie *flat top*, donc disposant uniquement de valeurs discrètes de  $h_{NO}$ , qui peuvent être calculées grâce au tableau 2.3 en fonction de la position du vecteur référence (tableau 2.2). On se place dans l'hypothèse d'un faible déséquilibre en régime permanent sinusoïdal.

À un instant donné caractérisé par l'angle de phase  $\theta$ , on dispose d'un certain nombre de valeurs de  $h_{NO}$  (menant à un *flat top*), correspondant chacune à une valeur de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  définie par la relation (5.1). Ces valeurs sont a priori quelconques, aucune hypothèse ne pouvant être faite

sur leurs signes. En considérant un cas défavorable<sup>1</sup>, il est donc possible que toutes les valeurs disponibles de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  conduisent à un accroissement du déséquilibre instantané  $\Delta u_c(\theta)$ . Par conséquent, l'action de la régulation ne peut pas être évaluée à partir de grandeurs instantanées : c'est bien l'intégration de  $i_0$  sur toute la période d'alimentation qui permet d'obtenir une valeur moyenne non nulle pour contrôler le point milieu capacitif. Nous détaillons à présent cet aspect en considérant les contributions des valeurs de  $i_0$  disponibles à  $\theta$  et à  $\theta + \frac{\pi}{3}$ .

Le tableau 2.2 et la figure 2.3 montrent que les différents types de *flat top* sont définis avec une périodicité angulaire de  $\frac{\pi}{3}$ . Or, selon nos hypothèses, on montre facilement à partir du tableau 2.3 que l'application d'un même *flat top* (*FT-n-a*) à  $\theta$  et à  $\theta + \frac{\pi}{3}$  conduit à des valeurs opposées de  $h_{\text{NO}}$  :

$$h_{\text{NO}} \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right) = -h_{\text{NO}}(\theta). \quad (5.2)$$

Par conséquent, les valeurs de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  relatives à ce *flat top* vérifient également :

$$\begin{aligned} \langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}} \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right) &= \left| h_{\text{AN}} \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right) + h_{\text{NO}} \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right) \right| \cdot i_{\text{A}} \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right) \\ &\quad + \left| h_{\text{BN}} \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right) + h_{\text{NO}} \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right) \right| \cdot i_{\text{B}} \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right) \\ &\quad + \left| h_{\text{CN}} \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right) + h_{\text{NO}} \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right) \right| \cdot i_{\text{C}} \left( \theta + \frac{\pi}{3} \right) \\ &= - \left| -h_{\text{BN}}(\theta) - h_{\text{NO}}(\theta) \right| \cdot i_{\text{B}}(\theta) \\ &\quad - \left| -h_{\text{CN}}(\theta) - h_{\text{NO}}(\theta) \right| \cdot i_{\text{C}}(\theta) \\ &\quad - \left| -h_{\text{AN}}(\theta) - h_{\text{NO}}(\theta) \right| \cdot i_{\text{A}}(\theta) \\ &= - \langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}(\theta). \end{aligned} \quad (5.3)$$

Ainsi, une valeur de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  disponible à un instant donné est également disponible, avec le même *flat top*, un sixième de période plus tard avec le signe opposé. Si, par exemple, ce même *flat top* est effectivement appliqué à ces deux instants, la contribution des deux valeurs résultantes de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  est normalement nulle et n'influence pas le déséquilibre  $\Delta u_c$ .

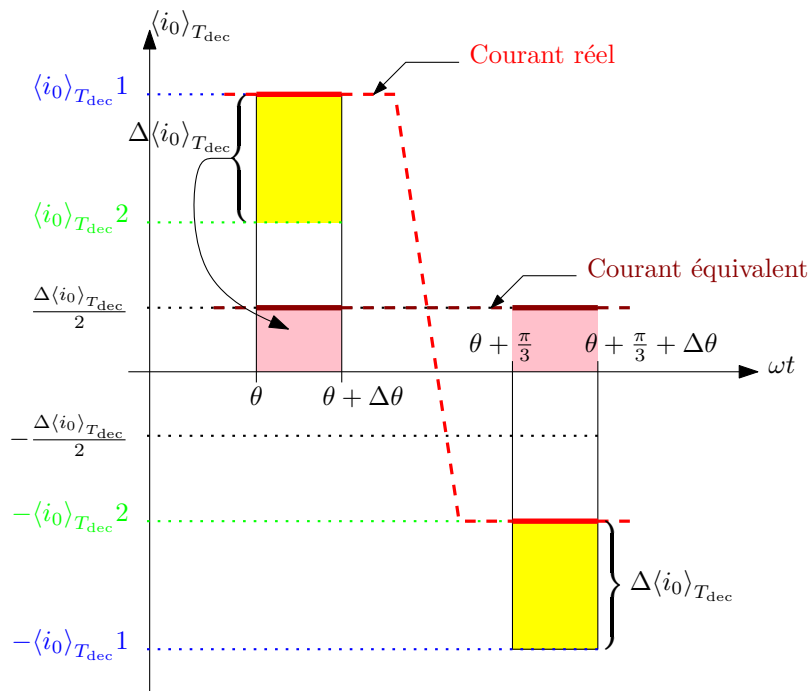
La figure 5.1 applique ce résultat dans le cas où deux types de *flat top* sont possibles à l'instant  $\theta$ , les deux valeurs de  $h_{\text{NO}}$  correspondantes générant respectivement les courants  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}} 1$  et  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}} 2$  sur le bus continu (pendant  $\Delta\theta = 2\pi \frac{T_{\text{dec}}}{T}$  pour la période de découpage considérée). On retrouve les valeurs opposées de ces courants à  $\theta + \frac{\pi}{3}$ , et l'écart entre ces deux valeurs est noté  $\Delta \langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$ . Si l'on fait le choix de sélectionner, à chaque instant, le *flat top* qui génère la plus grande valeur de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$ , alors on choisira le premier *flat top* à  $\theta$  (courant  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}} 1$ ) et le second à  $\theta + \frac{\pi}{3}$  (courant  $-\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}} 2$ ). En conséquence, la contribution de ces deux instants combinés est équivalente à celle qu'aurait généré un courant équivalent de valeur  $\frac{1}{2} \cdot \Delta \langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  dans les deux cas.

L'injection d'un courant à valeur moyenne non nulle pour agir sur l'équilibrage du bus continu est donc rendue possible par le choix existant entre deux valeurs distinctes de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  (dues à deux possibilités de choix de  $h_{\text{NO}}$  réalisant un *flat top*), l'écart entre ces valeurs déterminant le courant équivalent injecté sur le bus continu. L'aire colorée en jaune entre ces valeurs est alors représentative de la possibilité d'action sur le bus continu<sup>2</sup>.

Cet exemple montre l'importance cruciale du nombre de valeurs possibles de  $h_{\text{NO}}$  permettant de réaliser un *flat top*. Le tableau 2.2 montre que ces valeurs distinctes sont au nombre de 2 à 5 en fonction de la position du vecteur référence dans le diagramme vectoriel. La nouvelle MLI,

<sup>1</sup>Par exemple,  $\Delta u_c(\theta)$  négatif et toutes les valeurs disponibles de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  positives.

<sup>2</sup>La variation de  $\Delta u_c$  résultant de ces deux contributions correspond, au facteur  $C\omega$  près, à l'intégrale du courant équivalent  $\frac{1}{2} \cdot \Delta \langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  dont la surface (colorée en rouge) est égale à la moitié de la surface jaune.



**Figure 5.1** – Influence du choix des types de *flat top* sur la régulation du bus continu.

cependant, applique des restrictions afin de satisfaire la contrainte de synchronisme établie dans le chapitre 3.

### 5.1.2 Influence de la contrainte de synchronisme

Afin d'assurer l'efficacité de la réduction des courants de mode commun avec la nouvelle MLI, la contrainte de synchronisme garantit que toutes les doubles commutations, de même type, ont lieu simultanément sans effet de temps mort. Pour cela, le blocage de l'un des trois bras est interdit en fonction des signes des courants circulant dans les phases de sortie. Une ou deux des valeurs initialement possibles pour  $h_{NO}$  sont alors déclarées non admissibles au regard de cette contrainte, conduisant aux résultats énoncés dans le tableau 3.3 : seules 1 à 4 valeurs distinctes de  $h_{NO}$  sont dorénavant admissibles.

Cette réduction des possibilités de choix de  $h_{NO}$  peut se répercuter négativement de deux manières sur la régulation du bus continu :

1. pour un point de fonctionnement donné (localisation du vecteur référence et courants de charge en sortie d'onduleur), il est possible qu'une seule valeur de  $h_{NO}$  soit disponible. Celle-ci satisfait bien à la contrainte de synchronisme, mais ne permet aucune action sur le bus continu. En effet, on a montré précédemment que seul l'écart de deux valeurs distinctes de  $\langle i_0 \rangle_{T_{dec}}$  permet d'agir sur l'équilibrage du bus ;
2. en supposant que plusieurs valeurs de  $h_{NO}$  sont disponibles, il est possible que l'écart entre la plus grande et la plus petite valeur des  $\langle i_0 \rangle_{T_{dec}}$  générés par ces différents types de *flat top* soit plus restreint qu'en l'absence de contrainte. Dans ce cas, la capacité de régulation n'est pas nulle mais s'en trouve réduite.

La figure 5.2 illustre l'influence de la contrainte de synchronisme sur l'évolution des valeurs disponibles du courant  $\langle i_0 \rangle_{T_{dec}}$ , normalisé selon la relation :

$$\langle i_0 \rangle_{T_{dec}}^* = \frac{\langle i_0 \rangle_{T_{dec}}}{I_{\text{eff}} \sqrt{2}}. \quad (5.4)$$



Cet exemple est obtenu pour une profondeur de modulation<sup>3</sup>  $r = 1$  et un déphasage courant-tension  $\varphi = 45^\circ$  en sortie d'onduleur. Les couleurs renseignent sur le *flat top* appliqué pour obtenir les valeurs de chaque courbe, et la coloration jaune entre les valeurs extrêmes de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}^*$  traduit la capacité de régulation du bus continu de la même manière qu'en figure 5.1.

En appliquant la contrainte de symétrie, on observe une diminution des possibilités de *flat top* qui restreignent les zones de définition des courbes de la figure 5.2b par rapport à celles de la figure 5.2a. La surface jaune en est donc réduite sur la figure 5.2b, ce qui traduit une baisse du pouvoir de régulation du bus continu. En effet, on voit apparaître les deux configurations de dégradation décrites plus haut :

1. les plages angulaires pour lesquelles la coloration jaune a disparu correspondent aux situations dans lesquelles seule une valeur de  $h_{\text{NO}}$  est disponible ;
2. les plages angulaires faisant apparaître le *flat top FT-0-min* délimitent des surfaces légèrement restreintes par rapport à celles de la figure 5.2a par suppression des valeurs de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}^*$  les plus éloignées de zéro.

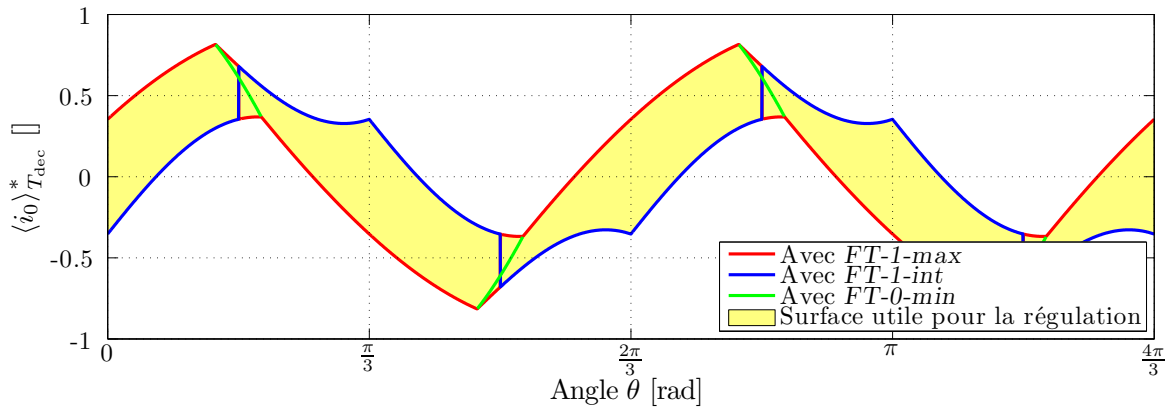
La régulation du bus continu est donc dépendante de la réduction des valeurs de  $h_{\text{NO}}$  disponibles en utilisant la nouvelle MLI soumise à la contrainte de synchronisme. Cette réduction, pour laquelle le tableau 3.3 laisse apparaître des indéterminations, est difficile à caractériser précisément car elle dépend à la fois de la localisation du vecteur référence dans le diagramme vectoriel et du déphasage courant-tension en sortie d'onduleur : il n'est donc pas possible de la représenter simplement. La figure 5.3 illustre cette complexité pour l'exemple correspondant à la figure 5.2 : le vecteur référence effectue une trajectoire circulaire à la profondeur de modulation  $r = 1$  et le déphasage vaut  $\varphi = 45^\circ$ . Ce faisant, il traverse, dans un secteur d'ouverture angulaire de  $60^\circ$  (soit  $\frac{\pi}{3}$  rad), deux zones à 2 valeurs admissibles de  $h_{\text{NO}}$  (trajectoire en trait plein) et deux zones à une seule valeur admissible (trajectoire en tirets), conformément au relevé de la figure 5.2b. Ce résultat se démontre à partir de la définition vectorielle des signes des courants : par exemple, le bras A ne peut pas être bloqué dans le secteur angulaire de  $60^\circ$  centré sur l'axe  $i_A$  car il y possède un signe contraire à celui des deux autres courants. L'analyse réalisée en figure 5.3 montre qu'il est particulièrement difficile de lever les indéterminations du tableau 3.3 pour toutes les valeurs de  $r$  et de  $\varphi$ . C'est la raison pour laquelle nous avons choisi de laisser en l'état ces indéterminations, tout comme nous l'avons fait ensuite dans le tableau 4.2.

### 5.1.3 Conséquences sur la régulation réalisée par la nouvelle MLI

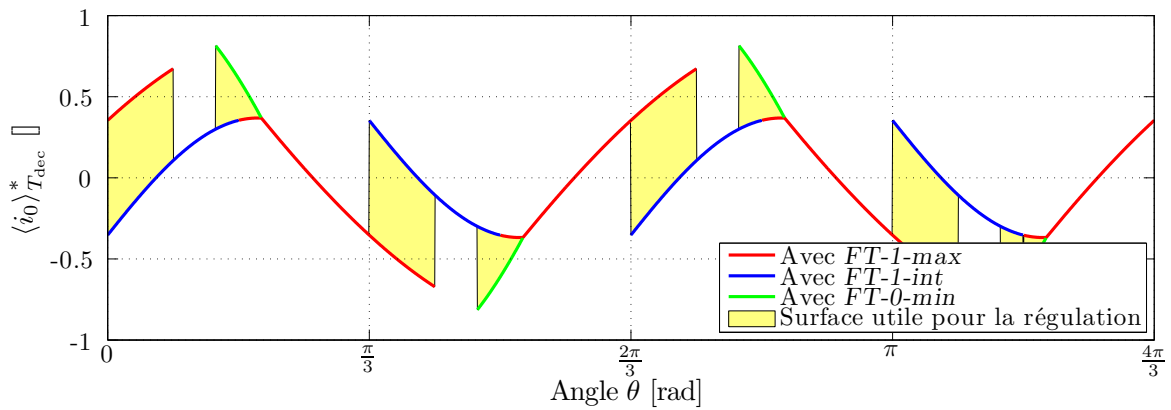
#### 5.1.3.a Caractérisation de la capacité de régulation

On a montré la difficulté que représente la détermination précise des valeurs de  $h_{\text{NO}}$  admissibles dans chaque zone du diagramme vectoriel, et desquelles découlent l'ensemble des valeurs de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  qu'il est possible d'injecter sur le bus continu. Toutefois, une intégration de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  sur toute la période d'alimentation du moteur (avec comme critère la maximisation de ce courant) permet de réduire d'une dimension le parcours du diagramme vectoriel (la profondeur de modulation  $r$  suffit) et d'obtenir un résultat scalaire (la capacité de régulation  $CR$ , définie en section 1.3.2.b comme critère d'appréciation du pouvoir d'équilibrage des stratégies MLI). On peut, dès lors, représenter la capacité de régulation de la nouvelle MLI en fonction à la fois de la profondeur de modulation et du déphasage imposé par la charge. De plus, ce résultat peut être comparé à celui obtenu avec une stratégie *flat top* classique (sans la contrainte de synchronisme) car on a vu en section 5.1.1.a qu'une telle stratégie peut appliquer l'action maximale

<sup>3</sup>À cette profondeur de modulation, le vecteur référence ne traverse que les zones extérieures et intermédiaires : d'après le tableau 2.2, les seuls types de *flat top* possibles sont donc *FT-1-max*, *FT-1-int* et *FT-0-min*.



(a) Sans contrainte.



(b) Avec la contrainte de synchronisme.

Figure 5.2 – Exemple d'évolution temporelle des valeurs disponibles de  $\langle i_0 \rangle_{T_{dec}}^*$  réalisant un *flat top*.

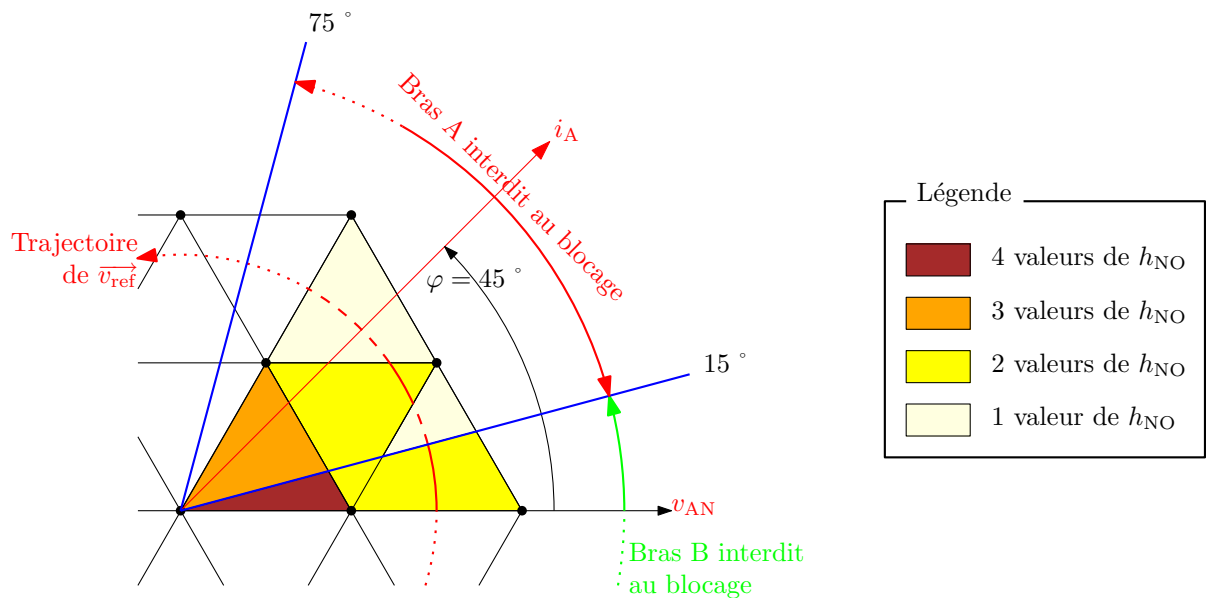


Figure 5.3 – Exemple de détermination exacte du nombre de valeurs admissibles de  $h_{NO}$  en fonction de la position de  $\vec{v}_{ref}$ .

sur le point milieu capacitif de l'onduleur. On obtient ce résultat par simulation sous MATLAB SIMULINK®.

La figure 5.4 présente le résultat comparatif de la capacité de régulation  $CR$  de la nouvelle MLI (surface inférieure bleue) et de la stratégie *flat top* classique sans contrainte (maillage noir). On observe pour les deux stratégies une forme en “bosses” avec un maximum de capacité de régulation pour un facteur de puissance unitaire et une profondeur de modulation moyenne. Cependant, les performances de la nouvelle MLI (avec application de la contrainte de synchronisme) baissent plus rapidement que pour la stratégie classique dans les grandes profondeurs de modulation. L'écart commence à apparaître à partir de la profondeur  $r > \frac{\sqrt{3}}{3}$ , qui correspond à l'entrée du vecteur référence dans la zone intermédiaire du diagramme vectoriel, là où les valeurs admissibles de  $h_{NO}$  deviennent moins nombreuses. On remarque en particulier que la capacité de régulation de la nouvelle MLI tend vers zéro lorsque la profondeur de modulation s'approche de  $\frac{2}{\sqrt{3}}$  avec un déphasage inférieur à  $30^\circ$ .

La dégradation introduite par la contrainte de symétrie dans la nouvelle MLI peut être représentée par la quantité relative :

$$D = 1 - \frac{CR_{\text{nouvelle MLI}}}{CR_{\text{flat top classique}}}, \quad (5.5)$$

qui est tracée sur la figure 5.5. On y retrouve la zone critique où la dégradation est presque totale pour les plus grandes valeurs de  $r$  et un facteur de puissance supérieur à  $\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \approx 0,866$ . Le point nominal de fonctionnement des moteurs asynchrones s'approchant de ces valeurs, la perte de performance qui y est observée peut s'avérer problématique. D'autre part, cette figure fait apparaître deux zones étroites dans lesquelles la capacité de régulation est fortement réduite, aux faibles profondeurs de modulation (cela concerne uniquement la zone intérieure du diagramme vectoriel) et pour un facteur de puissance nul ( $|\varphi| = \frac{\pi}{2}$ ). En effet, on peut vérifier<sup>4</sup> que ces conditions impliquent un rejet systématique du *flat top FT-0-min* (par respect de la contrainte de synchronisme), et que pour tous les autres choix, les trois modulantes  $h_{AO}$ ,  $h_{BO}$  et  $h_{CO}$  sont de même signe. Il en résulte, dans le calcul de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$ , une levée des valeurs absolues et une expression vérifiant :

$$\left| \langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}} \right|_{r < \frac{\sqrt{3}}{3}, |\varphi| = \frac{\pi}{2}} = (h_{AN} \cdot i_A + h_{BN} \cdot i_B + h_{CN} \cdot i_C) + h_{NO} \cdot (i_A + i_B + i_C), \quad (5.6)$$

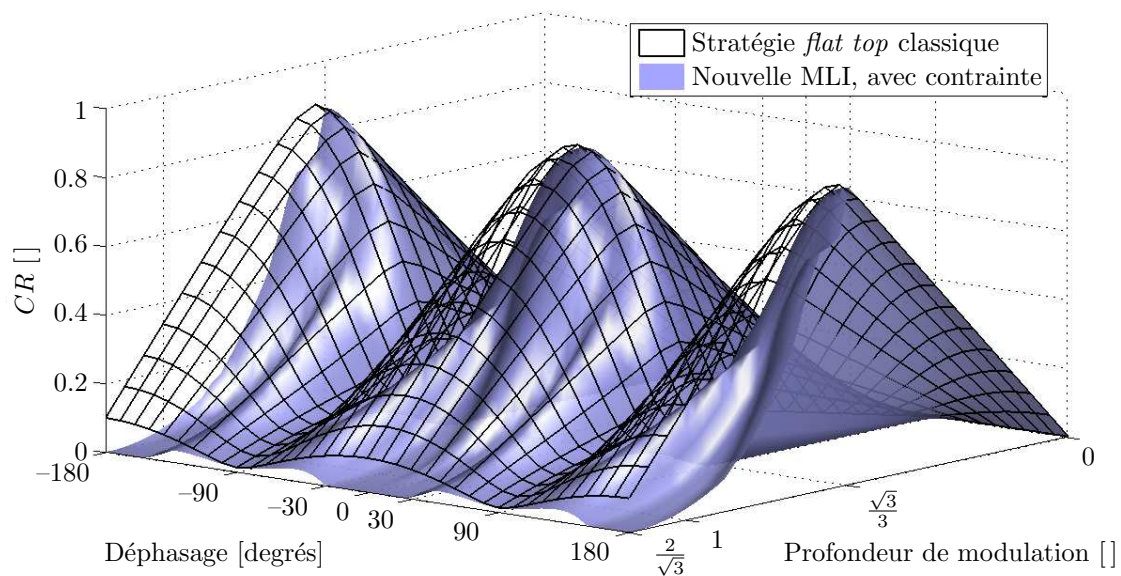
dont le second terme est nul par somme des courants, et dont le premier s'apparente à une référence de puissance instantanée également nulle dans ce cas puisque les  $h_{kN}$  et  $i_k$  sont en quadrature de phase.

### 5.1.3.b Conclusion et ouverture sur les performances d'équilibrage

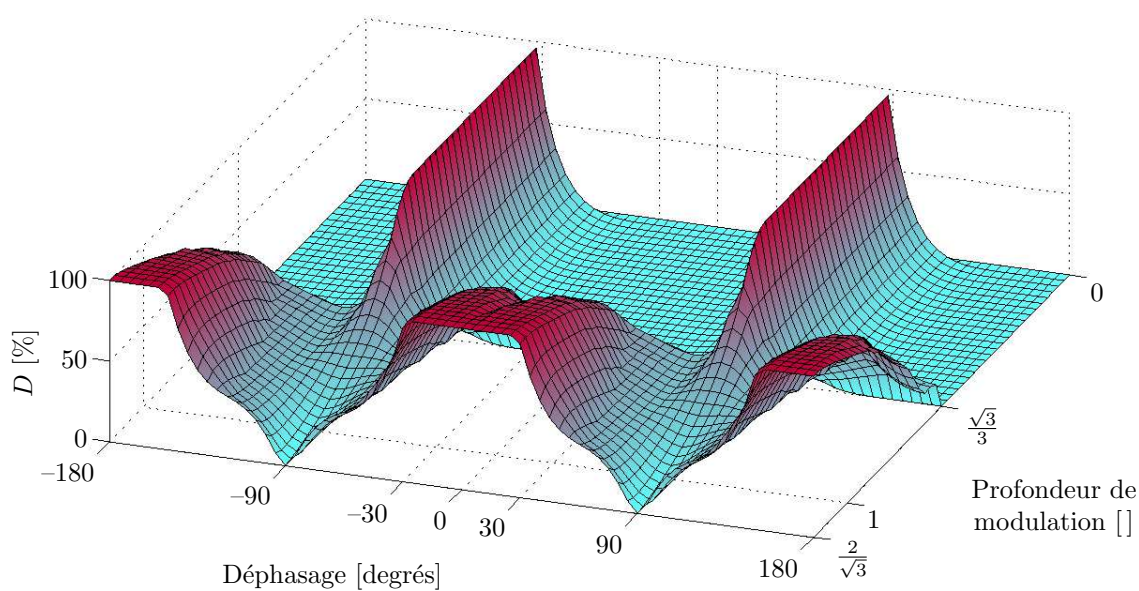
Puisque la nouvelle MLI réduit les performances de l'équilibrage du point milieu capacitif, il est utile de savoir si sa capacité de régulation est, en toutes circonstances, suffisante pour rattraper la dérive éventuellement introduite par ses propres non symétries<sup>5</sup> (dues à l'application des algorithmes d'optimisation des performances de mode commun et de limitation des surtensions moteur). Cette étude n'a pas été menée de manière exhaustive mais des simulations

<sup>4</sup>Dans ce cas, le plus fort courant (en valeur absolue) circule toujours dans le bras possédant la plus petite référence en valeur absolue.

<sup>5</sup>Comme indiqué en section 1.3.2.b, l'utilisation des courants de phase dans la détermination des états appliqués par la nouvelle MLI peut se traduire par une instabilité empêchant l'équilibrage naturel du bus continu.



**Figure 5.4** – Capacité de régulation de la nouvelle MLI et d’une stratégie classique.



**Figure 5.5** – Dégradation relative de la capacité de régulation de la nouvelle MLI par rapport à une stratégie classique.

réalisées sous MATLAB SIMULINK<sup>®</sup> permettent d’avancer des éléments de réponse. En effet, on retrouve en simulation des résultats semblables aux observations expérimentales en ce qui concerne les situations de dérive dues à la commande, et l’on a constaté que cette dérive apparaissait surtout pour des profondeurs de modulation proches de  $r = 0,8$  (c’est à dire lorsque la trajectoire du vecteur référence coupe près de leur centre les triangles équilatéraux définissant la zone intermédiaire du diagramme vectoriel).

La capacité de régulation augmentant dans cette zone par rapport à la profondeur maximale, le point milieu reste équilibré si l’on applique une méthode de régulation du bus continu. Ainsi, il n’a pas été observé de situation de dérive qui soit irrattrapable par la MLI proposée. Néanmoins, il serait intéressant de caractériser finement ces risques de dérive par un ensemble de simulations réalisées selon les mêmes paramètres que la figure 5.4 (profondeur de modulation et déphasage) de manière à vérifier que la capacité de régulation disponible est suffisante sur l’ensemble des points de fonctionnement de l’onduleur. De plus, ces résultats pourraient être corrélés à une analyse harmonique des grandeurs de l’onduleur pour tenter de mieux comprendre les phénomènes mis en jeu dans cette dérive. Ces études complémentaires seront réalisées par la suite au sein de *STIE* afin de valider la fiabilité de la modulation.

Enfin, on peut remarquer qu’une action supplémentaire sur l’équilibrage du point milieu capacitif peut être obtenue de deux façons :

- les contraintes bridant les performances de régulation de la nouvelle MLI peuvent être temporairement délaissées en cas de nécessité (au prix bien sûr d’une annulation des bénéfices de la stratégie sur les perturbations de mode commun) ;
- dans tous les cas, un dispositif extérieur doit assurer l’équilibrage du bus continu lorsque le variateur est à l’arrêt : il peut s’agir d’un simple diviseur résistif aux bornes des condensateurs ou bien d’un convertisseur auxiliaire connecté au point milieu. Cette dernière solution peut combiner l’obtention d’une alimentation continue (pour les éléments de contrôle et de refroidissement du variateur) avec une action sur le point milieu du bus continu ; elle est actuellement à l’étude chez *STIE*.

## 5.2 Intégration de l’équilibrage dans les algorithmes de commande

La première partie de ce chapitre a analysé l’interaction entre les contraintes intrinsèques de la nouvelle MLI et les moyens d’action permettant de réaliser l’équilibrage du bus continu. Il s’en est déduit des limites de fonctionnement quant à la capacité de régulation permise par la stratégie proposée, qui ont été caractérisées et pour lesquelles des suggestions d’éventuels contournements ont été avancées. On s’intéresse maintenant à l’implantation concrète de procédés de commande de la nouvelle MLI permettant d’atteindre effectivement les limites citées, tout en tenant compte des précédents développements relatifs à l’optimisation des performances de mode commun (chapitre 3) et à la limitation des surtensions moteurs dans les applications à câble long (chapitre 4).

Bien que les algorithmes développés dans ces chapitres exploitent déjà largement les degrés de liberté de la nouvelle MLI, une possibilité d’action déjà évoquée à plusieurs reprises n’a pas encore été exploitée : il s’agit des “critères extérieurs” définis comme moyen de classement des valeurs de  $h_{NO}$  disponibles pour une position donnée du vecteur référence. Nous allons donc faire usage de ce choix restant pour assurer la fonction de régulation du bus continu en atteignant la capacité de régulation caractérisée par la figure 5.4. On présente ainsi les méthodes de régulation



implantées, en distinguant les cas de non gestion des surtensions (adaptés aux liaisons variateur-machine par câble court) de ceux nécessitant cette contrainte (en cas de câble long). Le bon fonctionnement de la régulation proposée est vérifié par simulation et expérimentation.

## 5.2.1 Principe de régulation

### 5.2.1.a Régulation par hystérésis

On a vu que le choix de la valeur de  $h_{NO}$  ayant l'influence la plus bénéfique sur le déséquilibre du bus continu était particulièrement adapté aux stratégies de type *flat top* telle la nouvelle MLI (section 5.1.1.a). Cependant, ces stratégies ne disposant que de valeurs de commande discrètes (au nombre maximal de cinq  $\langle i_0 \rangle_{T_{dec}}$  distincts liés aux  $h_{NO}$  disponibles, contre une infinité pour les stratégies sans *flat top*), un contrôle fin de la tension  $\Delta u_c$  est nécessairement plus "chaotique" que dans le cas d'une grandeur de commande continue. En effet, en supposant par exemple que l'on dispose à la fois d'une valeur positive et d'une valeur négative de  $\langle i_0 \rangle_{T_{dec}}$ , il est théoriquement possible de maintenir  $\Delta u_c = 0$  en permanence; mais cela implique un basculement permanent entre ces deux valeurs de  $\langle i_0 \rangle_{T_{dec}}$ , et donc un changement incessant de *flat top*. Dans ces conditions, un grand nombre de commutations non souhaitées est réalisé, ce qui détériore considérablement les avantages que l'on a pu apporter sur le contrôle des commutations.

Cette configuration de commande est adaptée à un contrôle par hystérésis, qui constitue un moyen simple et efficace d'assurer la régulation du bus continu. La figure 5.6 présente le principe d'une telle régulation. En fonction du sens de variation souhaité de  $\Delta u_c$ , la commande sélectionne, à chaque période de découpage, la valeur de  $h_{NO}$  qui maximise ou minimise le courant  $\langle i_0 \rangle_{T_{dec}}$ . Ce mode de régulation est déterminé selon un cycle d'hystérésis caractérisé par les seuils  $S1$  et  $-S1$  sur la valeur mesurée de  $\Delta u_c$ .

### 5.2.1.b Exploitation de l'équilibrage naturel

On a vu en section 1.3.2.b que l'onduleur NPC pouvait bénéficier d'une capacité naturelle de régulation. Il est donc intéressant de chercher à exploiter cette ressource. En effet, une régulation "active" permanente signifie que la tension  $\Delta u_c$  subit constamment une ondulation basse fréquence entre les seuils  $S1$  et  $-S1$  de l'hystérésis. Ce comportement pourrait être évité si l'équilibrage naturel était suffisant pour maintenir le bus continu dans son état d'équilibre.

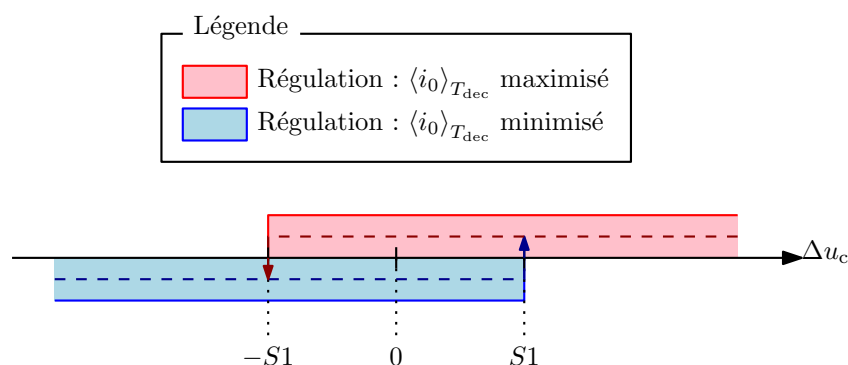


Figure 5.6 – Principe général de la régulation par hystérésis.

On introduit donc, dans la procédure de commande par hystérésis, une “zone” sans régulation dans laquelle on tente de profiter de l’équilibrage naturel du bus continu. Dans ce but, le choix des types de *flat top* appliqués présente, dans la mesure du possible, une périodicité angulaire de  $\frac{\pi}{3}$ . En respectant la relation (5.2), on symétrise ainsi les valeurs de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  appliquées avec un décalage angulaire de  $\frac{\pi}{3}$  (équation (5.3)). Cette méthode de commande favorise l’équilibrage naturel du bus continu en appliquant un courant à valeur moyenne  $\langle i_0 \rangle_T$  théoriquement nul sur la période d’alimentation du moteur.

Ce nouveau mode de fonctionnement correspond à l’introduction, dans l’hystérésis, de la bande verte sur la figure 5.7. Il s’agit d’une régulation “mixte” combinant une part d’équilibrage actif (régulation maximisant ou minimisant  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$ , déclenchée dès que  $\Delta u_c$  dépasse les seuils de l’hystérésis en s’éloignant de zéro) avec une part d’équilibrage naturel *supposé* (sans régulation car  $\langle i_0 \rangle_T \approx 0$ , déclenché dès que  $\Delta u_c$  redevient nul).

## 5.2.2 Application à la nouvelle MLI

### 5.2.2.a Ordonnancement des $h_{\text{NO}}$

Les algorithmes de la nouvelle MLI développés dans les chapitres 3 et 4 sont tous basés sur l’exploitation des valeurs de  $h_{\text{NO}}$  disponibles à chaque période de découpage, et ordonnancées par le biais des “critères extérieurs” mentionnés sans autre approfondissement jusque là. Or, ces algorithmes parcourent les différentes valeurs de  $h_{\text{NO}}$  selon cet ordre pour déterminer le meilleur candidat finalement injecté vers le modulateur. Il suffit donc que l’ordonnancement initial soit établi en fonction des besoins de la régulation pour que ces algorithmes intègrent implicitement cette fonction.

On distingue deux types d’ordonnancement appliqués aux  $h_{\text{NO}}$  disponibles en fonction du mode de fonctionnement de la régulation mixte (décrite dans la section précédente) :

**Équilibrage actif** : la régulation requiert dans ce cas une maximisation (respectivement, une minimisation) du courant  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  injecté sur le bus continu. Les valeurs de  $h_{\text{NO}}$  sont alors classées par ordre décroissant (respectivement, croissant) des valeurs de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  associées. De cette manière, les grandes (respectivement, les petites) valeurs de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  sont privilégiées pour obtenir, sur une période d’alimentation, une valeur moyenne  $\langle i_0 \rangle_T$  positive (respectivement, négative).

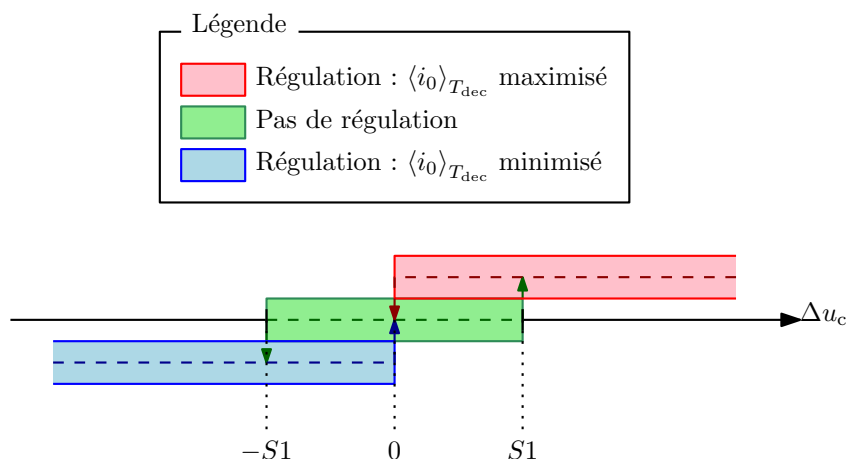


Figure 5.7 – Principe de la régulation mixte favorisant l’équilibrage naturel.

La détermination de ce classement peut s'effectuer simplement par calcul de chacune des valeurs de  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  associées aux  $h_{\text{NO}}$  disponibles (ceux-ci sont au nombre maximum de cinq valeurs). Si l'on souhaite économiser la charge de calcul du processeur de commande en évitant les multiplications présentes dans l'expression (5.1), il est également possible de recourir à l'expression approchée déterminée dans [Bau06] sous la forme :

$$\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}} \approx A \cdot h_{\text{NO}} + B$$

$$\text{Avec } \begin{cases} A = 2 \cdot \sum_{k \in \{A,B,C\}} h_{kN} \cdot i_k \\ B = \sum_{k \in \{A,B,C\}} h_{kN}^2 \cdot i_k \end{cases}, \quad (5.7)$$

qui établit une relation affine entre  $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$  et  $h_{\text{NO}}$ . La constante  $A$  s'apparente alors à une référence de puissance instantanée, dont la connaissance du signe permet d'ordonner simplement les valeurs de  $h_{\text{NO}}$  en fonction de la régulation souhaitée, comme l'indique le tableau 5.1. C'est la méthode que nous avons retenue pour l'implantation expérimentale de la régulation.

**Équilibrage naturel** : dans ce cas, on ne souhaite pas influencer l'évolution de  $\Delta u_c$ . L'ordonnement retenu doit présenter une symétrie angulaire de  $\frac{\pi}{3}$ , ce qui garantit  $\langle i_0 \rangle_T \approx 0$ . Une manière simple d'obtenir ce résultat est de classer les  $h_{\text{NO}}$  par ordre croissant en valeur absolue. En effet, compte tenu de la relation (5.2), les valeurs opposées obtenues par décalage de  $\frac{\pi}{3}$  occupent alors le même rang dans le classement des  $h_{\text{NO}}$ . C'est la solution que nous avons retenue pour l'implantation expérimentale.

### 5.2.2.b Équilibrage sans prise en compte des surtensions moteur

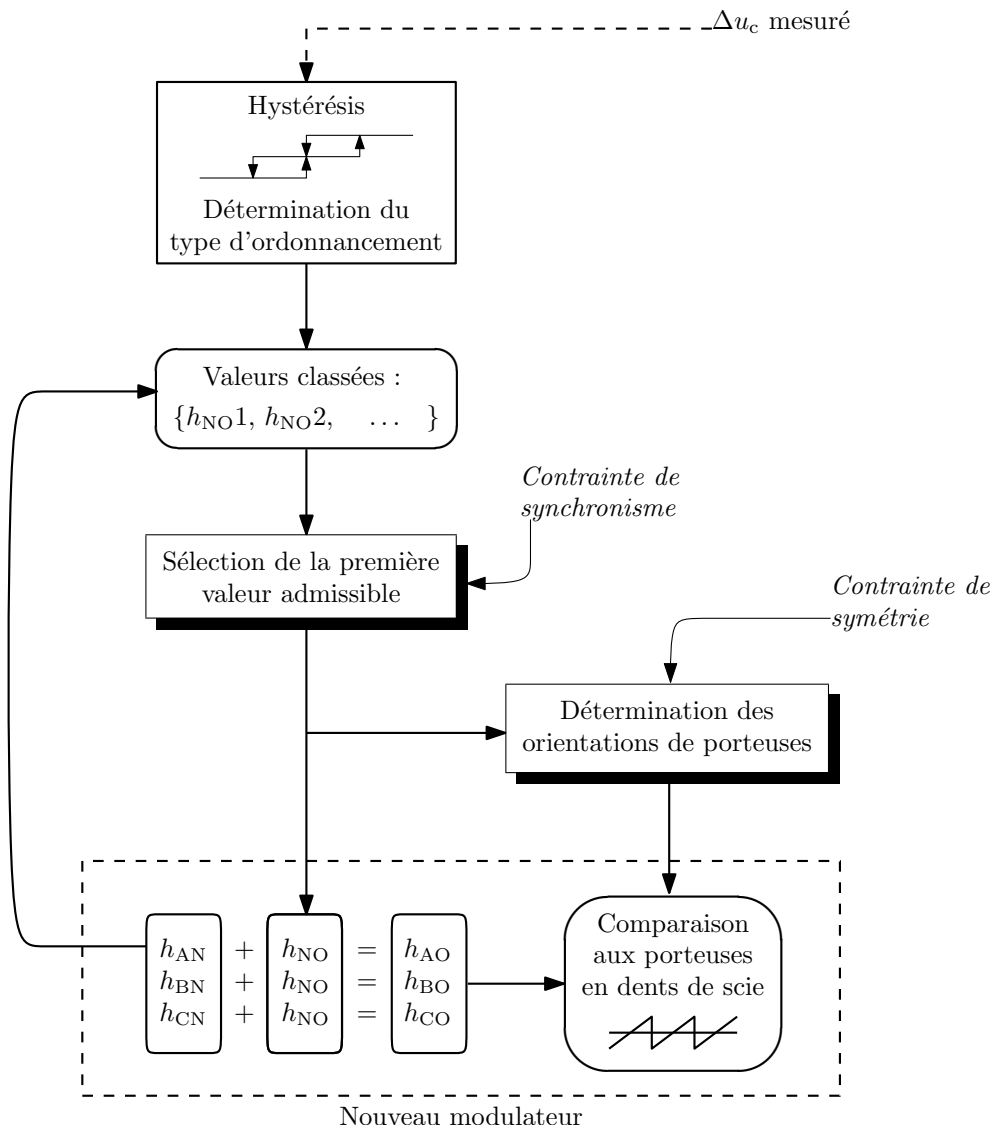
On s'intéresse ici à l'application minimale de la nouvelle MLI respectant uniquement les contraintes de synchronisme et de symétrie définies dans le chapitre 3. Cette configuration est adaptée aux installations reliant le variateur et la machine par un câble court : le fait de ne pas imposer de contrainte en surtension permet de maximiser les performances de mode commun en évitant toute dégradation due à un éventuel compromis entre les différentes contraintes.

La détermination de la composante homopolaire  $h_{\text{NO}}$  est uniquement sujette au respect de la contrainte de synchronisme par élimination des valeurs non admissibles selon l'algorithme de la figure 3.13. Les valeurs restantes sont applicables sans restriction particulière (y compris dans le respect, par la suite, de la contrainte de symétrie, qui n'agit que sur les orientations de porteuses) et le processus de sélection choisit donc la première de ces valeurs. En conséquence, modifier l'ordonnement des  $h_{\text{NO}}$  selon les besoins de la régulation est suffisant pour obtenir le comportement souhaité : le candidat (admissible) retenu est celui agissant au mieux sur le bus continu. La capacité de régulation de la nouvelle MLI est donc exploitée à son maximum si nécessaire (dans les limites de la figure 5.4), tout en assurant le respect simultané des contraintes de synchronisme et de symétrie, garantes d'une réduction optimale du courant de mode commun. Le synoptique de la figure 5.8 résume le principe de cette commande.

**Tableau 5.1** – Détermination simplifiée de l'ordonnement des  $h_{\text{NO}}$  disponibles par ordre d'influence sur le déséquilibre du bus continu.

Régulation souhaitée	Puissance de sortie	
	Positive	Négative
Maximisation de $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$	Ordre décroissant des $h_{\text{NO}}$	Ordre croissant des $h_{\text{NO}}$
Minimisation de $\langle i_0 \rangle_{T_{\text{dec}}}$	Ordre croissant des $h_{\text{NO}}$	Ordre décroissant des $h_{\text{NO}}$





**Figure 5.8** – Synoptique de commande de la nouvelle MLI avec régulation du point milieu capacitif, sans prise en compte des surtensions.

### 5.2.2.c Équilibrage avec limitation des surtensions

On se place à présent dans le cas où un câble long relie l'onduleur et la machine, rendant nécessaire l'application de la contrainte en surtension. L'objectif fixé consiste alors à réduire les courants de mode commun sans augmenter les surtensions moteur, tout en garantissant la capacité de régulation de la nouvelle MLI.

Cette accumulation de contraintes s'accompagne nécessairement de nouveaux conflits dans certaines situations. En effet, les algorithmes présentés dans le chapitre 4 ne permettent plus un choix indifférent parmi toutes les valeurs admissibles de  $h_{NO}$  (ils parcourent ces différentes valeurs à la recherche du candidat satisfaisant aux mieux leurs contraintes). Contrairement au cas précédent (section 5.2.2.b), une simple modification de l'ordonnancement des  $h_{NO}$  ne garantit donc pas que le choix retenu soit le plus efficace sur la régulation du bus continu, ce qui accroît le risque de dérive. Il est donc nécessaire de prévoir un moyen d'outrepasser le procédé de sélection de  $h_{NO}$  afin de garantir le maintien de la capacité de régulation caractérisée en figure 5.4.

Toutefois, il est intéressant de conserver un niveau de régulation intermédiaire respectant le choix initial des algorithmes car, dans certains cas, outrepasser ce choix peut conduire :

- à une dégradation des performances de mode commun (par exemple, par abandon de la contrainte de symétrie au profit d'une action maximale sur la régulation) ;
- au rejet d'une valeur de  $h_{NO}$  qui, sans être la plus efficace selon ce critère, aurait également pu participer à l'équilibrage du bus continu.

Dans un souci de maximisation des performances, on a souhaité éviter l'apparition de ces solutions sub-optimales. L'hystérésis est donc amélioré en intégrant deux niveaux de priorité tels que le montre la figure 5.9 : lorsque  $\Delta u_c$  dépasse le seuil  $S1$  ou  $-S1$  en s'éloignant de zéro, la régulation intermédiaire tente de ramener le point milieu à son état d'équilibre sans modification du fonctionnement des algorithmes développés dans le chapitre 4. L'efficacité de cette régulation intermédiaire n'étant pas garantie, le dépassement d'un deuxième seuil ( $S2$  ou  $-S2$ ) par  $\Delta u_c$  déclenche la régulation pouvant outrepasser la sélection de  $h_{NO}$  par les algorithmes. Cette phase garantit l'utilisation de toute la capacité de régulation pour ramener efficacement le bus continu à son point d'équilibre.

La figure 5.10 montre le schéma de principe d'intégration de ce procédé dans la commande de la nouvelle MLI. L'obtention de la capacité de régulation maximale outrepassant la recherche du meilleur candidat par la gestion de surtensions s'obtient en restreignant les valeurs admissibles de  $h_{NO}$  à leur premier élément : la suite<sup>6</sup> de l'algorithme n'a donc plus d'autre choix et effectuera naturellement les compromis nécessaires pour respecter au mieux les autres contraintes.

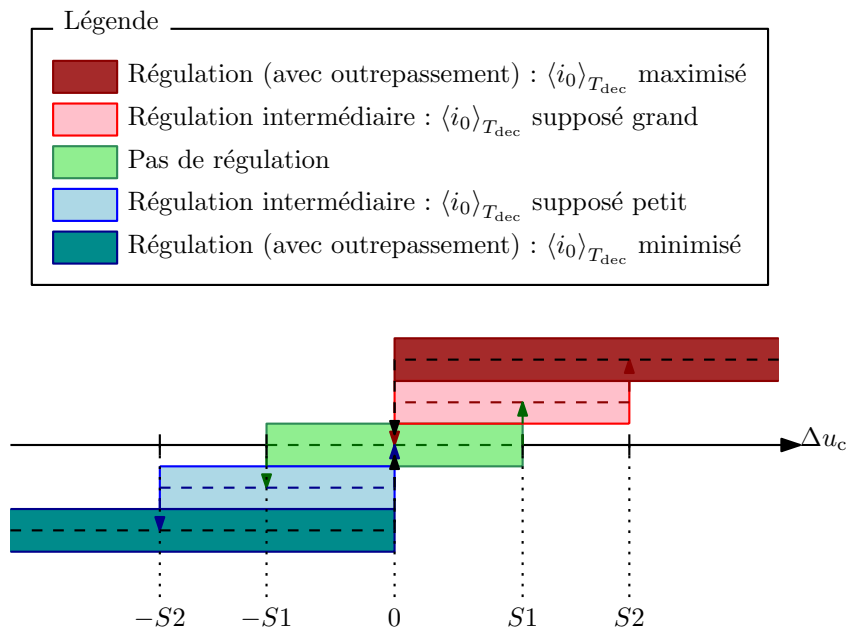
## 5.2.3 Validation du fonctionnement

Les algorithmes développés sont validés en simulation ainsi que par des observations expérimentales. Les points de fonctionnement testés montrent dans tous les cas une convergence de la régulation permettant de contrôler le potentiel du point milieu capacitif.

### 5.2.3.a Résultats de simulation

La figure 5.11 montre les résultats de simulation obtenus pour une profondeur de modulation  $r = 1$  avec un facteur de puissance  $\cos \varphi = 0,8$ . Le bus continu est maintenu à 600 V, et l'on

<sup>6</sup>Cette "suite" reprend précisément à partir du bloc "suppression éventuelle des valeurs en respectant pas le critère de commutation pour les quasi doubles commutations" de la figure 4.19, page 130.



**Figure 5.9** – Hystérésis à deux niveaux adapté à la régulation du bus continu avec prise en compte des surtensions moteur.

impose un déséquilibre initial  $\Delta u_c(0) = 100 \text{ V}$ . Ce point de fonctionnement n'est pas propice à l'équilibrage naturel, si bien que  $\Delta u_c$  diverge progressivement en l'absence de régulation active (courbe rouge). L'application d'une régulation par simple hystérésis conformément à la figure 5.6 confère à  $\Delta u_c$  une allure triangulaire typique de ce mode de commande. En effet, on observe sur la courbe bleue que le déséquilibre est dans un premier temps ramené rapidement vers zéro, puis évolue entre les seuils  $S1$  et  $-S1$  de l'hystérésis (on a choisi  $S1 = 10 \text{ V}$ ).

La régulation est donc efficace et permet de compenser largement la dérive observée en l'absence de régulation. Toutefois, l'ondulation basse fréquence résultante sur  $\Delta u_c$  n'est pas souhaitable et peut être évitée en appliquant la méthode de régulation mixte décrite en figure 5.7. Le résultat obtenu (courbe verte) montre en effet qu'en évitant toute action spécifique sur la régulation une fois que  $\Delta u_c$  est revenu à zéro, l'instabilité du bus continu a un effet extrêmement limité sur la dérive de  $\Delta u_c$ . On maintient ainsi un déséquilibre pratiquement nul sans réaliser de commutations superflues (dont le courant de mode commun résultant n'est pas compensé par la nouvelle MLI). Si ce déséquilibre vient à dépasser l'un des seuils de l'hystérésis, une courte phase de régulation active permettra de le ramener immédiatement à zéro.

### 5.2.3.b Résultats expérimentaux

Il n'est pas toujours évident de reproduire expérimentalement les configurations observables en simulation, car on ne souhaite pas créer intentionnellement une dérive du bus continu. Néanmoins, l'application d'une simple régulation par hystérésis (suivant la figure 5.6) permet de forcer une évolution triangulaire de  $\Delta u_c$  entre les seuils  $S1$  et  $-S1$ , ce qui valide le contrôle apporté par la méthode de régulation sur l'équilibrage du bus continu. Ainsi, la figure 5.12 montre le résultat d'une telle régulation<sup>7</sup> pour laquelle le seuil  $S1$  est à nouveau choisi égal à  $10 \text{ V}$ . L'évolution de  $\Delta u_c$  entre les seuils de l'hystérésis confirme l'action de cette régulation,

<sup>7</sup>Les méthodes de régulation mixte ont également été implantées et conduisent à une évolution peu perceptible du déséquilibre  $\Delta u_c$  : le choix d'une régulation par hystérésis pur permet ici de mettre en évidence l'action sur le bus continu.

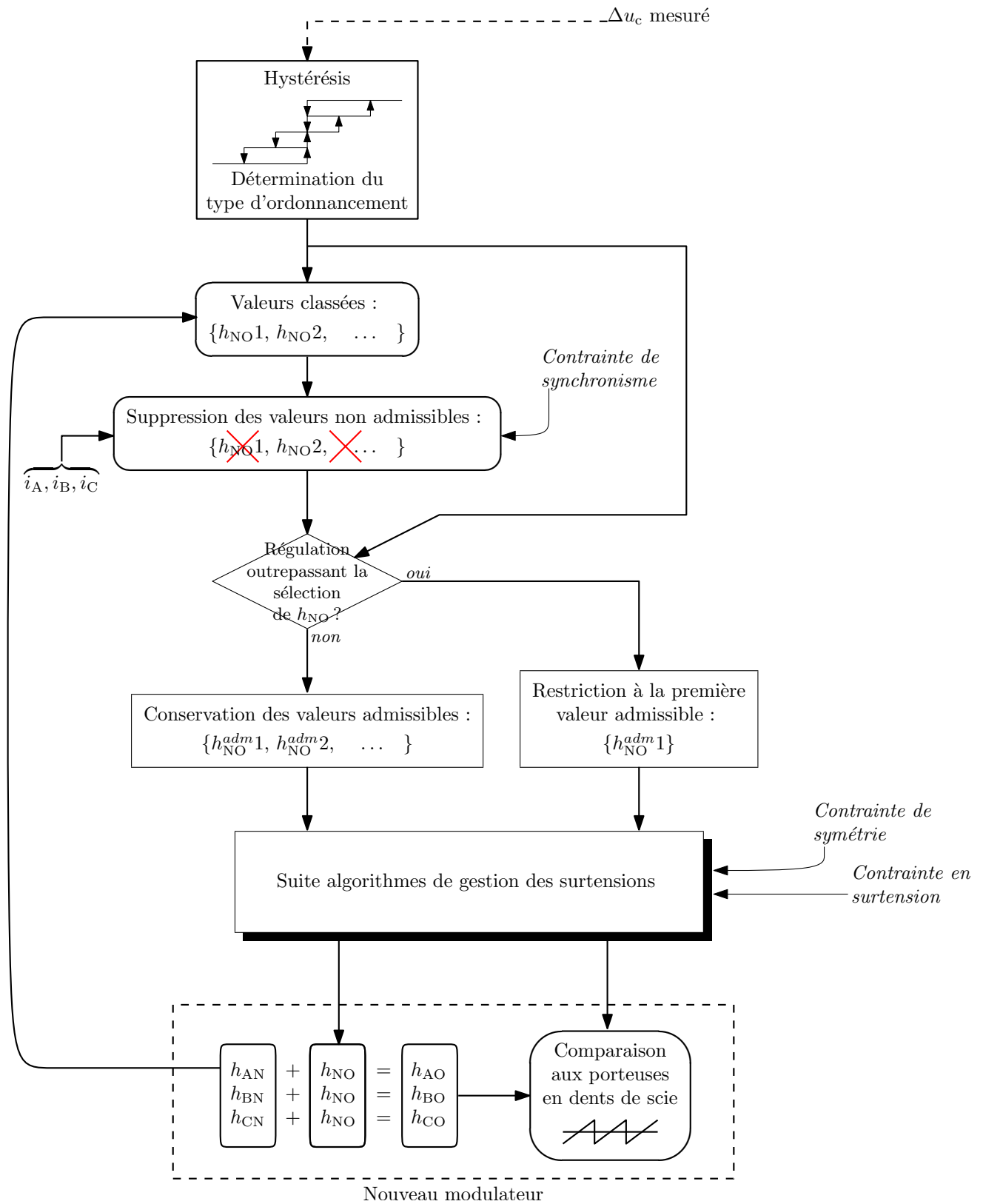


Figure 5.10 – Synoptique de régulation du bus continu avec limitation des surtensions moteur.

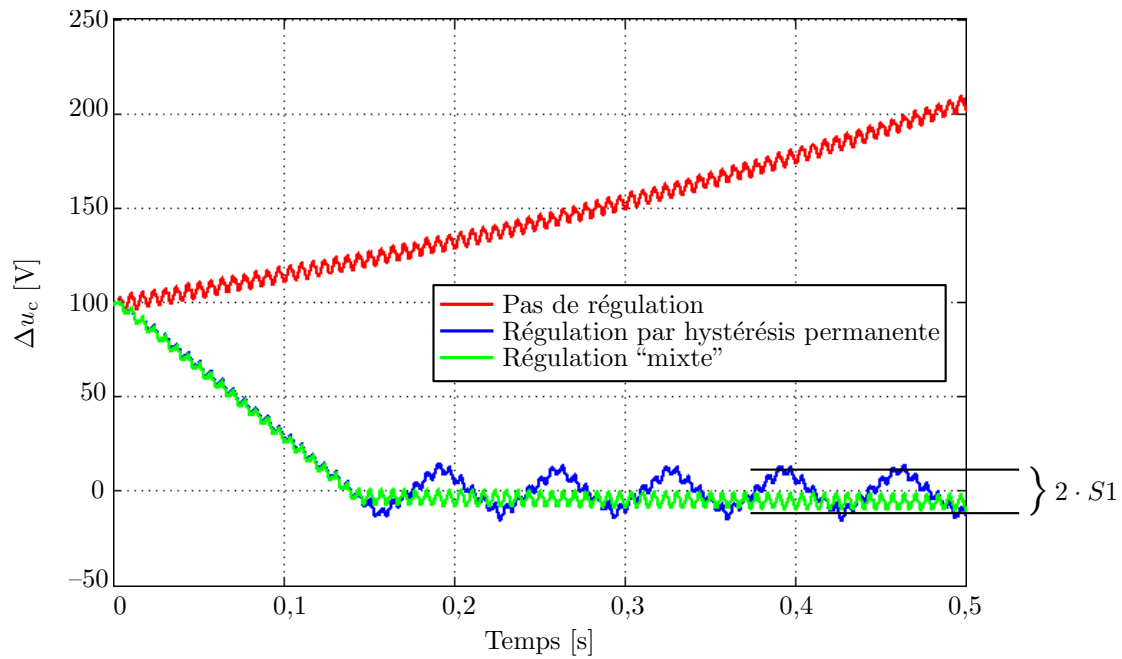


Figure 5.11 – Résultat simulé de l'évolution de  $\Delta u_c$  pour diverses configurations de régulation.

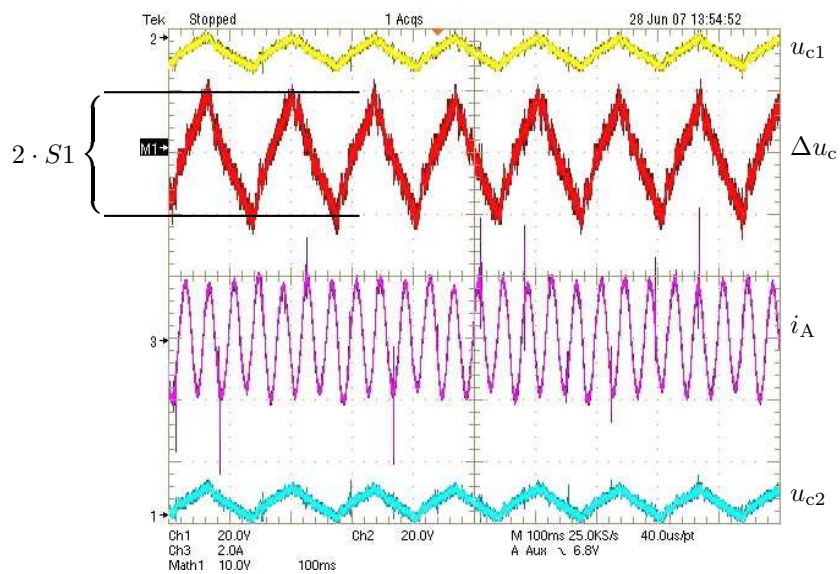


Figure 5.12 – Résultat expérimental de régulation de  $\Delta u_c$  par un simple hystérésis.

validant le fonctionnement de la méthode implantée. De plus, les divers essais expérimentaux réalisés dans cette configuration ont toujours montré une bonne stabilité du bus continu.

### 5.3 Conclusion du cinquième chapitre

Ce chapitre s'intéresse à la problématique de régulation du point milieu capacitif du bus continu, qui est une fonctionnalité incontournable à l'utilisation d'un onduleur à trois niveaux de type NPC. Il montre que les contraintes imposées à la nouvelle MLI pour garantir ses performances de mode commun (chapitre 3) sont incompatibles avec l'exploitation complète de la capacité de régulation permise par une stratégie classique. Néanmoins, la régulation du bus continu reste possible dans des limites qui sont caractérisées en fonction du point de fonctionnement de l'onduleur. Il est montré que cette capacité de régulation est suffisante pour assurer l'équilibrage du point milieu capacitif dans la majorité des cas, tandis que des solutions de contournement peuvent être envisagées pour pallier au besoin éventuel d'une plus grande marge d'action.

Suivant la nécessité de satisfaire ou non à la contrainte en surtension développée dans le chapitre 4, deux méthodes de régulation adaptées à la nouvelle MLI sont proposées et intégrées dans les précédents algorithmes de commande. Elles permettent d'exploiter pleinement la capacité de régulation permise par la stratégie. Les relevés d'équilibrage effectués en simulation et en expérimentation confirment la validité de cette approche.



# Conclusion générale et perspectives

CE DOCUMENT synthétise les recherches que nous avons menées durant trois ans sur le thème de la réduction des perturbations conduites générées dans les applications de variation de vitesse des machines électriques. Ces travaux ont mené au développement d'une nouvelle stratégie de modulation de largeur d'impulsion adaptée à la réduction des perturbations de mode commun générées par un onduleur à trois niveaux de type *neutral point clamped*. Diverses optimisations de la méthode proposée ont permis de maximiser ses performances de mode commun tout en contrôlant les surtensions moteurs générées sur câble long et en permettant une régulation du point milieu capacitif de l'onduleur. On rappelle à présent les points clés développés au cours du manuscrit.

Les perturbations conduites identifiées comme étant les plus néfastes dans notre application sont le courant de mode commun et les surtensions générées aux bornes du moteur lorsque celui-ci est relié à l'onduleur par un câble long. Elles sont dues aux fronts de tension apparaissant lors des commutations de l'onduleur. Après une présentation des solutions proposées dans la littérature pour atténuer ces perturbations, l'onduleur à trois niveaux de type NPC est retenu comme structure de conversion continu-alternatif et ses principes classiques de commande sont présentés selon une approche à la fois vectorielle et intersective.

Une nouvelle stratégie de modulation est alors développée dans l'objectif de réduire les perturbations conduites de mode commun. Elle combine la technique du *flat top* permettant le blocage d'un bras avec la réalisation d'une double commutation à chaque période de découpage. Le nombre de variations de la tension de mode commun est alors théoriquement réduit à deux par période de découpage au lieu de quatre ou six pour les stratégies classiques. Il est montré que cette méthode, applicable à un nombre quelconque de niveaux, possède deux degrés de liberté indépendants qui permettent de contrôler le triangle utilisé dans le diagramme vectoriel pour construire le vecteur référence, ainsi que son sens de parcours. L'analyse vectorielle réalisée est traduite de manière intersective afin de générer les ordres de commande spécifiques à la stratégie proposée à partir d'un nouveau modulateur par porteuses, facilitant l'implantation expérimentale et l'industrialisation de la méthode. Une étude comparative avec différentes stratégies existantes positionne la nouvelle modulation comme un compromis entre les performances apportées en mode commun et la qualité des tensions délivrées au moteur, tout en restant raisonnable par rapport à un onduleur classique à deux niveaux. La MLI proposée exploite par ailleurs complètement la tension du bus continu en autorisant la profondeur de modulation maximale.

L'enchaînement des phénomènes réels survenant entre l'injection d'une référence au modulateur et la variation réelle de tension en sortie de bras d'onduleur est ensuite étudié, ce qui permet d'établir un modèle comportemental des commutations basé sur l'injection pondérée de données expérimentales. Il est alors montré que l'influence des doubles commutations sur le courant de mode commun diffère grandement en fonction des imperfections du matériel et des types de commutation mis en jeu. Deux contraintes destinées à placer le système dans le meilleur



cas possible sont énoncées, et un procédé de contrôle des degrés de liberté est développé afin de satisfaire ces contraintes de manière systématique. Par ailleurs, la satisfaction de ces contraintes s'effectue de manière simple dans le nouveau modulateur à partir de la connaissance des signes des courants dans les phases de sortie d'onduleur. Cette méthode est implantée expérimentalement dans un prototype NPC contrôlé par un DSP, et les mesures effectuées à la fois dans les domaines temporel et fréquentiel confirment l'efficacité de la réduction observée sur le courant de mode commun. En outre, l'importance des contraintes énoncées pour optimiser les performances de mode commun est validée expérimentalement. Bien que la stratégie proposée n'ait pas d'influence notable sur les émissions rayonnées par le convertisseur, les émissions de mode conduit sont réduites d'environ cinq décibels jusqu'à une fréquence de quelques mégahertz.

La réduction du courant de mode commun obtenue par la nouvelle MLI est due à la maîtrise des doubles commutations qu'elle effectue. Cependant, ces mêmes doubles commutations sont source de variations de tension accrues entre les phases de sortie de l'onduleur, ce qui peut occasionner un niveau de surtension supérieur à celui atteint par les stratégies classiques lorsqu'un câble long est utilisé. De fait, la tension entre phases peut atteindre deux fois la taille du bus continu, ce qui correspond aux performances classiques d'un onduleur à deux niveaux. Une approche graphique permet alors d'étudier la trajectoire des tensions moteur consécutives aux commutations. Elle montre qu'une telle dégradation des performances naturelles d'un onduleur à trois niveaux est inévitable pour les stratégies utilisant exclusivement des doubles commutations. En revanche, les degrés de liberté de la nouvelle MLI permettent de contrôler cet aspect en fonction de trois configurations possibles de surtension, et ainsi de maintenir les tensions aux bornes du moteur à un niveau équivalent à celui des stratégies classiques, moyennant un compromis minime sur les performances de mode commun.

Enfin, la problématique de régulation du point milieu capacitif du bus continu, particulièrement importante pour assurer la sécurité de l'onduleur NPC, est étudiée par comparaison des stratégies classiques avec la nouvelle MLI. Il est montré que cette dernière ne peut pas atteindre les performances d'équilibrage des méthodes classiques en raison des limitations imposées par la contrainte principale garantissant les performances de mode commun. Une caractérisation de la capacité de régulation disponible en fonction des points de fonctionnement de l'onduleur montre néanmoins que l'équilibrage actif du bus continu reste possible dans la majorité des cas, le recours à un mode de modulation dégradé ou à un dispositif externe d'aide à l'équilibrage pouvant être envisagé en cas de nécessité.

L'étude réalisée durant la thèse a permis de mettre en œuvre une nouvelle méthode de réduction des perturbations conduites, que les degrés de liberté rendent suffisamment souple pour satisfaire plusieurs contraintes différentes à la fois. Cette MLI parvient ainsi à réduire d'environ cinq décibels les émissions conduites de mode commun, sans contrepartie sur les surtensions générées aux bornes du moteur en cas de câble long, et tout en permettant la régulation du point milieu capacitif du bus continu. La modulation proposée a fait l'objet d'un dépôt de brevet par *Schneider Electric* en 2006 [Vid07a].

Bien entendu, divers approfondissements pourraient être réalisés afin de rendre cette étude exhaustive. En priorité, il est important de vérifier que la perte de capacité de régulation du point milieu capacitif n'est pas un point bloquant de la nouvelle MLI et, le cas échéant, de caractériser le besoin supplémentaire de marge d'action sur cet aspect. Cette étude complémentaire sera réalisée chez *STIE* pour valider la fiabilité de la structure.

L'intérêt de la MLI proposée résidant dans la réduction des perturbations conduites, il est d'autre part important d'effectuer des mesures aussi précises que possible des courants HF

relevés dans des conditions normatives. En ce sens, les montages utilisés durant la thèse ne sont pas optimaux, notamment en raison du problème déjà évoqué de rebouclage parasite du courant de mode commun par les alimentations de la carte de commande. La prochaine étape, actuellement en cours de réalisation chez *STIE*, consistera donc à concevoir un “démonstrateur” de construction plus proche d’un variateur de vitesse réel, compact et intégrant toutes les fonctionnalités d’un tel produit.

Enfin, on a vu que la méthode proposée apportait un gain d’environ cinq décibels sur les émissions de mode commun de la structure. Celui-ci se répercute directement sur la taille du filtre CEM placé en tête de variateur et dont le but est de rendre le variateur de vitesse conforme aux normes en vigueur. La prochaine étape dans cette voie consiste donc à évaluer le gain obtenu sur le dimensionnement du filtre comparativement à un onduleur NPC commandé par une stratégie classique. L’onduleur NPC étant par nature plus complexe que l’onduleur classique à deux niveaux, il convient également de vérifier que le coût supplémentaire introduit par l’utilisation de cette structure est effectivement compensé par l’amélioration des performances obtenue. Les avantages de l’onduleur à trois niveaux étant nombreux en termes, entre autres, de perturbations conduites (courants HF et surtensions), de qualité de tension, ou de pertes par commutation, l’exploitation industrielle menant à la commercialisation d’un variateur de vitesse utilisant cette structure et intégrant la MLI proposée est envisageable à l’avenir. Ces études pratiques seront également réalisées au sein de *STIE*.



# Annexes

## Sommaire

---

<b>A</b>	<b>Lien entre grandeurs réduites et diagramme vectoriel</b>	<b>169</b>
A.1	Diagramme vectoriel normalisé	169
A.2	Détermination des zones du diagramme vectoriel	170
A.3	Influence de la composante homopolaire	170
<b>B</b>	<b>Différentes stratégies en modulation intersective</b>	<b>172</b>
B.1	MLI centrée en deux niveaux	172
B.2	MLI centrée en trois niveaux	172
B.3	<i>Flat top</i> classique en trois niveaux	173
B.4	Nouvelle MLI	174
B.5	Stratégie ZCM	174

---

## A Lien entre grandeurs réduites et diagramme vectoriel

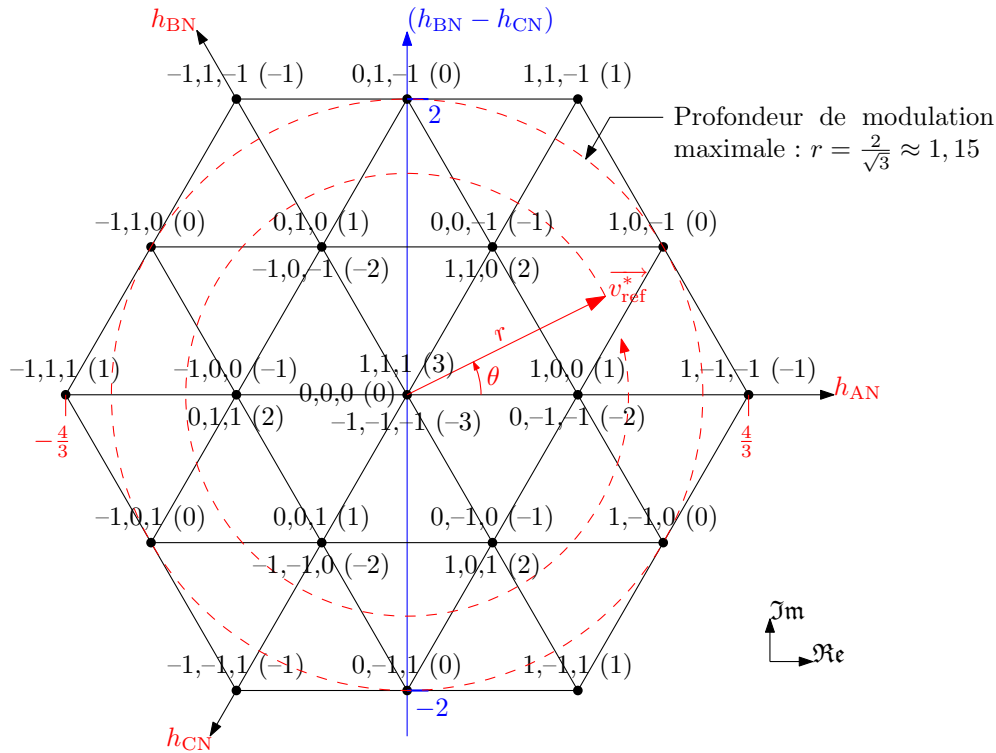
Les grandeurs réduites utilisées en modulation intersectives (les références  $h_{kN}$ , modulantes  $h_{kO}$  et composante homopolaire  $h_{NO}$ ) peuvent également se représenter directement de manière vectorielle, ce qui permet d'établir un lien entre les analyses scalaires et vectorielles. Ce lien est particulièrement utile en matière d'implantation de la stratégie dans un processeur de commande car il permet de réaliser, par des calculs scalaires simples, des objectifs issus de raisonnements vectoriels.

### A.1 Diagramme vectoriel normalisé

La diagramme vectoriel présenté en figure 1.15 peut se représenter de manière normalisée conformément à la figure A.1. On y fait apparaître le vecteur référence normalisé :

$$\begin{aligned}\overrightarrow{v_{\text{ref}}^*} &= \overrightarrow{v_{\text{ref}}} \times \frac{2}{E} \\ &= r \cdot e^{i\theta},\end{aligned}\tag{A.1}$$

et les axes correspondent aux références  $h_{AN}$ ,  $h_{BN}$  et  $h_{CN}$ . La tension composée  $u_{BC}$  se traduit également par la différence ( $h_{BN} - h_{CN}$ ). Enfin, on y retrouve la limite maximale de profondeur de modulation, correspondant au plus grand cercle inscrit dans le diagramme.



**Figure A.1** – Diagramme vectoriel normalisé de l'onduleur NPC.

## A.2 Détermination des zones du diagramme vectoriel

Il est intéressant de pouvoir déterminer, à partir des références  $h_{kN}$ , la zone du diagramme vectoriel dans laquelle se trouve le vecteur référence. Cela est possible de manière simple grâce à l'analyse présentée dans la figure A.2 : en revenant au secteur minimal d'étude déjà évoqué en figure 2.2, et par projection sur les axes  $(h_{AN} - h_{BN})$  et  $(h_{AN} - h_{CN})$ , on peut facilement déterminer la zone ①, ② ou ③ dans laquelle se situe la référence grâce au tableau A.1a. On peut de plus montrer que ce résultat s'étend aisément à l'ensemble du diagramme vectoriel grâce à l'ordonnement des références *max-min-int* tel que défini par la relation (2.1). Le tableau A.1b récapitule ce résultat.

## A.3 Influence de la composante homopolaire

On représente ici l'influence de la composante homopolaire sur le diagramme vectoriel. Considérant un vecteur référence  $\vec{v}_{ref}^*$  dans le diagramme normalisé de la figure A.3, il en découle

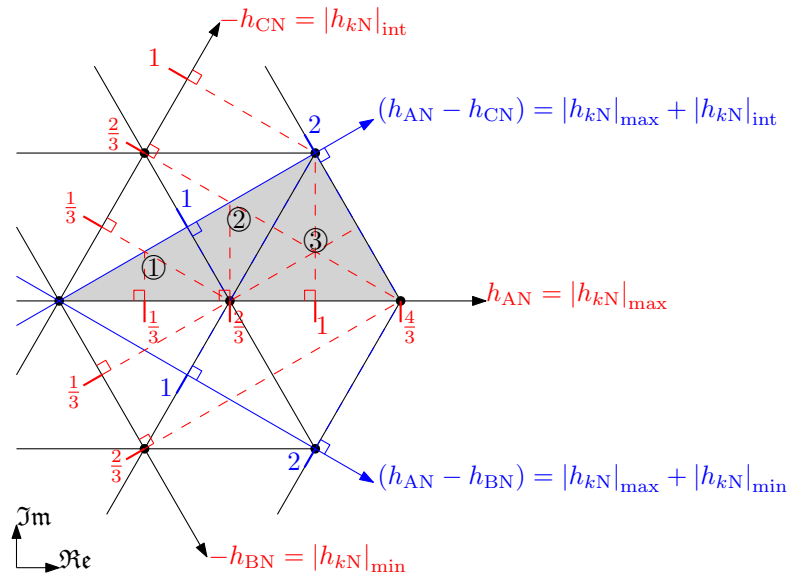
**Tableau A.1** – Détermination de la position du vecteur référence à partir des références triphasées.

(a) Conditions d'appartenance dans le secteur minimal

Zone	Condition
①	$(h_{AN} - h_{CN}) \leq 1$
②	$(h_{AN} - h_{CN}) > 1$ et $(h_{AN} - h_{BN}) \leq 1$
③	$(h_{AN} - h_{BN}) > 1$

(b) Conditions d'appartenance étendues à tout le diagramme vectoriel

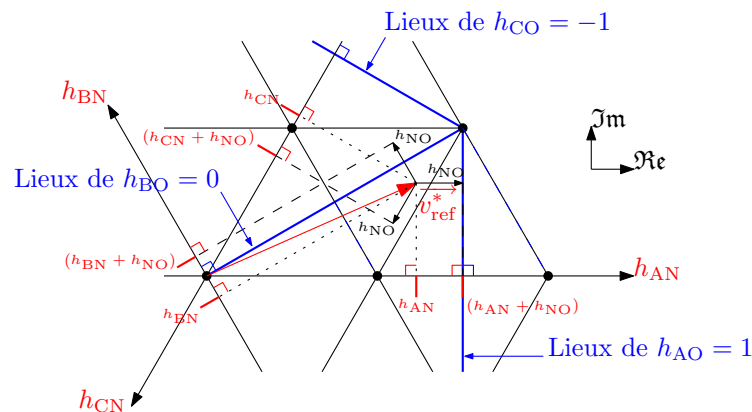
Zone	Condition
intérieure	$ h_{kN} _{max} +  h_{kN} _{int} \leq 1$
intermédiaire	$ h_{kN} _{max} +  h_{kN} _{int} > 1$ et $ h_{kN} _{max} +  h_{kN} _{min} \leq 1$
extérieure	$ h_{kN} _{max} +  h_{kN} _{min} > 1$



**Figure A.2** – Détermination de la position du vecteur référence à partir des références triphasées.

par projection les valeurs de  $h_{AN}$ ,  $h_{BN}$  et  $h_{CN}$  associées à ce vecteur. L'ajout d'une composante homopolaire  $h_{NO}$  se traduit alors par un déplacement de ces valeurs le long de leurs axes respectifs, de la longueur de  $h_{NO}$ . Il en résulte de nouvelles positions  $(h_{AN} + h_{NO})$ ,  $(h_{BN} + h_{NO})$  et  $(h_{CN} + h_{NO})$ , qui sont alors les valeurs des modulantes  $h_{AO}$ ,  $h_{BO}$  et  $h_{CO}$ .

Il faut remarquer ici que ces modulantes ne doivent en aucun cas être supérieures à 1 ou inférieures à  $-1$ . En revanche, elles peuvent prendre les valeurs particulières 1, 0 ou  $-1$  qui conduisent au blocage du bras correspondant. C'est pourquoi les lieux des valeurs particulières ainsi susceptibles d'être atteintes en partant du vecteur référence de la figure sont tracées en trait bleu. En l'occurrence, l'exemple présenté montre une valeur de  $h_{NO}$  choisie de manière à ce que  $(h_{AN} + h_{NO})$  se trouve égale à 1 : il s'agit ici d'une situation de *flat top* pour laquelle le bras A est bloqué à l'état 1.



**Figure A.3** – Injection de la composante homopolaire dans le diagramme vectoriel.

## B Différentes stratégies en modulation intersective

On présente ici les modulations par porteuses des stratégies servant de point de comparaison pour situer les performances de la MLI proposée. On part pour cela d'un système de références triphasées  $h_{AN}$ ,  $h_{BN}$  et  $h_{CN}$  sinusoïdales et équilibrées, qui sont tracées en pointillés dans les figures qui suivent. La composante homopolaire  $h_{NO}$  spécifique à ces différentes stratégies est tracée en trait plein et violet, et la somme de cette dernière avec les références triphasées crée les modulantes  $h_{AO}$ ,  $h_{BO}$  et  $h_{CO}$  également représentées en traits pleins.

L'utilisation par ces méthodes d'une composante homopolaire non nulle modifie l'allure des modulantes  $h_{kN}$ , qui ne sont plus sinusoïdales. Cela n'altère pas le système de tensions vu par le moteur, la seule grandeur déformée étant la tension de mode commun dont la valeur moyenne sur une période de découpage suit l'évolution de  $h_{NO}$ . Dans les exemples qui suivent, la profondeur de modulation utilisée pour les figures est  $r = 0,8$ .

### B.1 MLI centrée en deux niveaux

La MLI centrée est une méthode très courante en deux niveaux, qui consiste à centrer les trois modulantes autour de zéro. Pour ce faire, la composante homopolaire injectée aux références est, à chaque instant, égale à :

$$h_{NO} = -\frac{1}{2} \left( \max_{k \in \{A,B,C\}} h_{kN} + \min_{k \in \{A,B,C\}} h_{kN} \right). \quad (\text{B.1})$$

La figure B.1 montre l'application de cette méthode, où seule une porteuse variant entre  $-1$  et  $1$  est utilisée afin de réaliser cette modulation intersective pour un onduleur à deux niveaux.

Cette technique permet d'élever la valeur maximale de  $r$  jusqu'à  $\frac{E}{\sqrt{3}} \approx 1,15$  sans dépassement de la fourchette  $[-1, 1]$  par les modulantes. De plus, la MLI centrée permet de répartir équitablement les états redondants du diagramme vectoriel et d'obtenir de bons taux de distorsion pondérés des tensions délivrées par l'onduleur.

### B.2 MLI centrée en trois niveaux

On passe ici à l'onduleur à trois niveaux, sans changer de méthode de calcul de  $h_{NO}$ . Contrairement au cas précédent, on observe ici sur la figure B.2 que deux porteuses sont utilisées afin de prendre en compte le niveau supplémentaire.

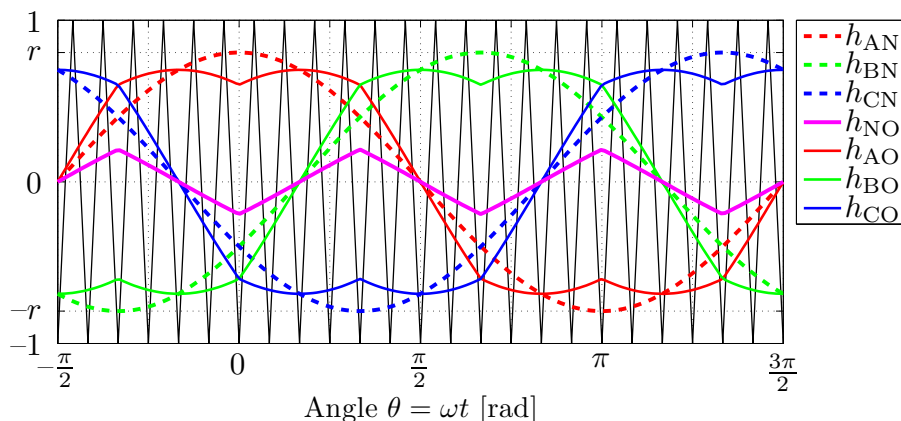


Figure B.1 – MLI centrée, en deux niveaux.

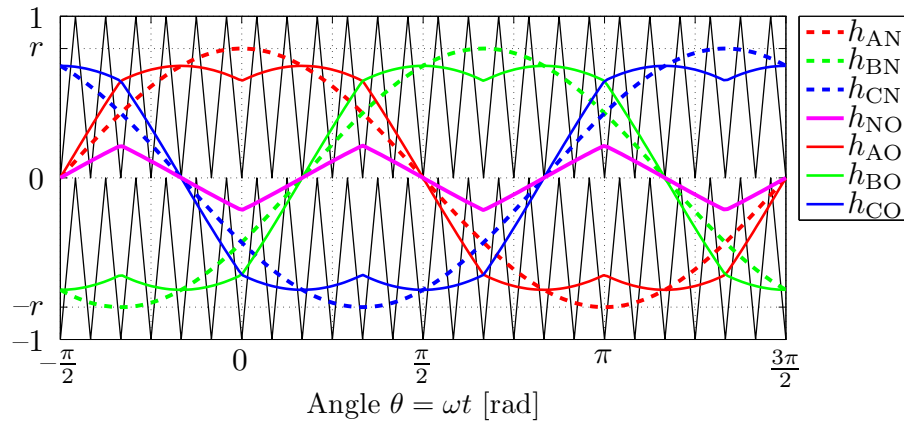


Figure B.2 – MLI centrée, en trois niveaux.

### B.3 Flat top classique en trois niveaux

Cette autre méthode, utilisant toujours les porteuses triangulaires classiques pour un onduleur à trois niveaux, diffère des MLI centrées par l'application du *flat top* : l'un des trois bras est systématiquement bloqué à un niveau particulier de l'onduleur NPC :  $-1$ ,  $0$  ou  $1$ .

Les stratégies appliquant le *flat top* étant peu définies dans la littérature pour l'onduleur à trois niveaux, nous avons retenu une solution simple pour illustrer cette technique : elle consiste à appliquer, à chaque instant, le blocage nécessitant la plus faible contribution de la composante homopolaire. En d'autres termes, parmi les cinq types de *flat top* définis dans le tableau 2.3, on choisit toujours celui qui minimise  $|h_{NO}|$ .

Le résultat obtenu est présenté en figure B.3. On observe que l'une des trois modulantes  $h_{AO}$ ,  $h_{BO}$  ou  $h_{CO}$  est toujours plafonnée à la valeur  $-1$ ,  $0$  ou  $1$ . Comme la MLI centrée, cette technique permet d'utiliser le bus continu à son maximum en autorisant une profondeur de modulation allant jusqu'à  $\frac{2}{\sqrt{3}}$ .

Vectériellement, le critère retenu revient à déterminer le *flat top* en fonction de la position du vecteur référence conformément au tableau B.1, ce qui conduit à choisir le bras bloqué comme indiqué par la figure B.4 (au niveau  $1$  en zone extérieure, et  $0$  sinon). Ce résultat se démontre facilement à partir de l'analyse présentée en figure A.3. En effet, la valeur de  $h_{NO}$  choisie dans cet exemple a conduit à  $(h_{AN} + h_{NO}) = 1$ , mais ce faisant,  $(h_{BN} + h_{NO})$  est devenue positive alors que  $h_{BN}$  seule était négative. Une longueur moindre de  $h_{NO}$  aurait donc suffi à atteindre

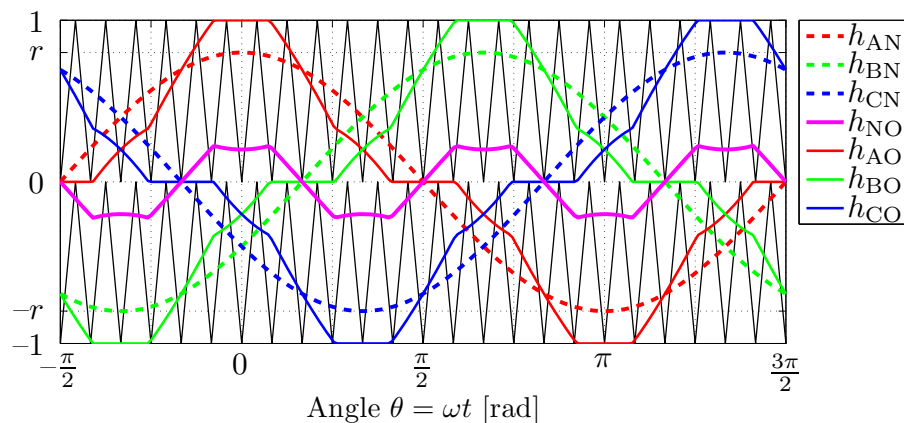


Figure B.3 – Flat top classique, en trois niveaux.



la droite des lieux pour lesquels  $h_{BO}$  est nulle. Ainsi, il apparaît clairement que la bissectrice entre les lieux de  $h_{BO} = 0$  et ceux de  $h_{AO} = 1$ , qui est aussi la jonction entre zone intermédiaire et zone intérieure dans ce secteur, constitue la limite entre les zones de blocage du bras B et celles de blocage du bras A pour minimiser  $|h_{NO}|$ . Il suffit ensuite d'étendre ce raisonnement à tout le diagramme vectoriel.

D'autre part, on peut aisément vérifier que les choix ainsi effectués interdisent l'utilisation des états redondants dont la tension de mode commun normalisée est supérieure à 1 en valeur absolue : c'est la raison pour laquelle lesdits états sont rayés sur la figure B.4.

## B.4 Nouvelle MLI

La MLI proposée peut se décliner sous diverses formes en fonction de l'utilisation de ses deux degrés de liberté détaillés dans le chapitre 2. Nous avons retenu, pour comparer cette méthode aux autres stratégies, un "candidat" simple à mettre en œuvre, défini comme suit :

- le *flat top* appliqué est le même que celui conduisant à la MLI classique utilisant cette technique et présentée dans le paragraphe précédent. Ce choix permet une comparaison objective de ces deux stratégies car seules les porteuses utilisées diffèrent. Le *flat top* déterminant le triangle utilisé, la figure B.5 représente l'ensemble des triangles correspondant à ce choix. La pavage résultant du diagramme vectoriel est particulièrement simple : quelle que soit la position du vecteur référence, le triangle retenu est celui (unique dans ce cas) au sein duquel  $\vec{v}_{\text{ref}}$  se situe (les couleurs indiquent le bras bloqué : rouge pour le bras A, vert pour B et bleu pour C) ;
- les orientations de porteuses sont affectées via le bras dont la modulante est intermédiaire en valeur absolue, comme expliqué en section 2.2.2.b. Les porteuses affectées à ce bras sont arbitrairement choisies de la manière suivante :
  - montantes dans les secteurs angulaires pour lesquels le signe  $S_{\text{max}}$  (défini en section 2.1.1.a) est positif ;
  - descendantes sinon,
 cette distinction ayant pour but d'éviter toute dissymétrie au cours de la période d'alimentation.

## B.5 Stratégie ZCM

La stratégie *zero common mode* (ZCM) n'utilise que les sept états générant une tension de mode commun nulle<sup>1</sup> représentés sur la figure B.6. On observe immédiatement que le plus grand polygone formé par ces états ne couvre pas entièrement la diagramme vectoriel, ce qui limite la profondeur de modulation maximale à  $r = 1$ . De plus, les triangles utilisés par cette méthode (tracés en trait bleu) possède une surface triple de celle des plus petits triangles équilatéraux du diagramme, ce qui conduit à une qualité de tension réduite en sortie d'onduleur. Enfin, la modulation par porteuses d'une telle méthode n'est pas évidente.

**Tableau B.1** – Réalisation du *flat top* classique en trois niveaux.

Position de $\vec{v}_{\text{ref}}$	Zone intérieure	Zone intermédiaire	Zone extérieure
<i>Flat top</i>	<i>FT-0-min</i>	<i>FT-0-min</i>	<i>FT-1-max</i>

<sup>1</sup>Contrairement aux MLI précédentes, toute modulation par porteuses de la ZCM suppose donc que  $h_{NO}$  soit constamment égal à zéro.

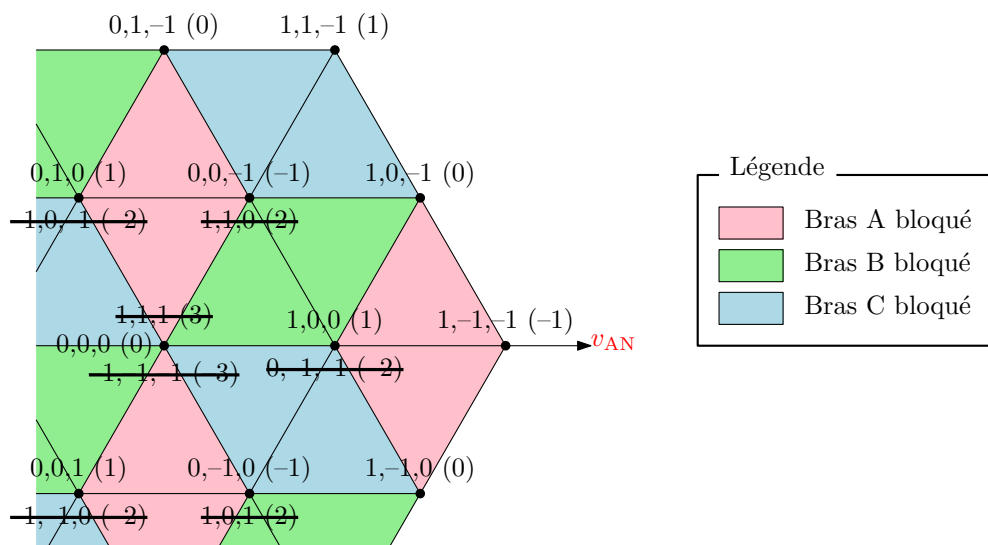


Figure B.4 – Visualisation vectorielle du bras bloqué par la stratégie *flat top* classique.

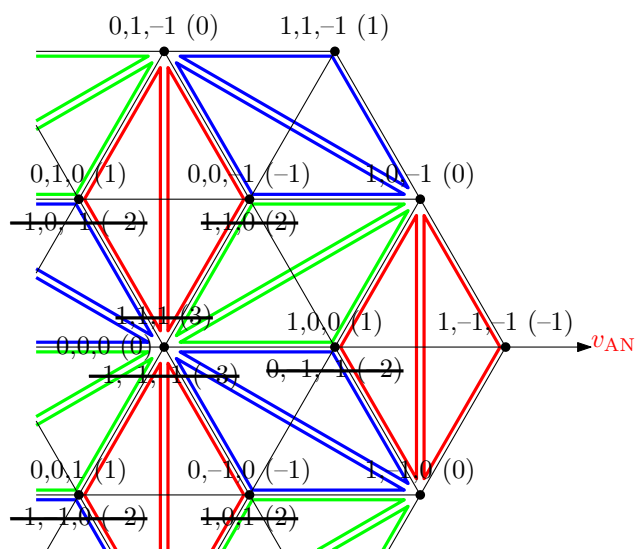


Figure B.5 – Triangles utilisés par l'exemple d'application de la nouvelle MLI destiné à l'évaluation de la méthode (section 2.3).

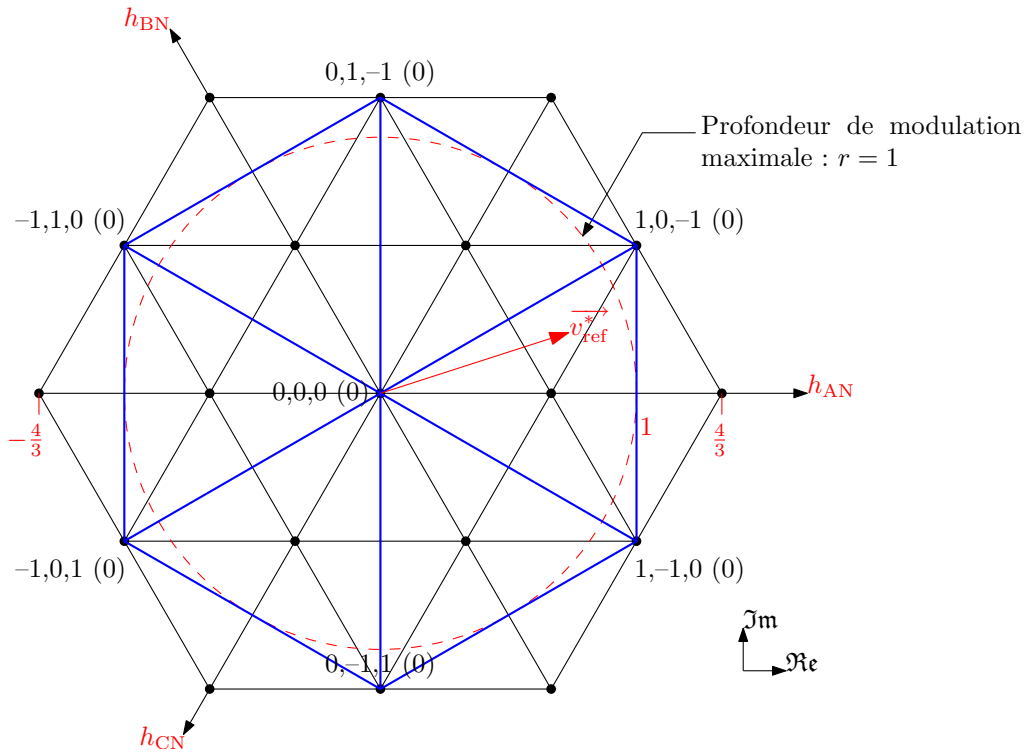


Figure B.6 – États utilisés par la stratégie ZCM.

Dans [Zha00], une méthode de modulation utilisant des porteuses associées à un post-traitement spécifique des signaux est proposée. Cependant, son étude montre que la séquence d'états utilisés pour construire le vecteur référence implique quatre commutations par bras au lieu de deux traditionnellement. En effet, pour construire le vecteur  $\vec{v}_{\text{ref}}$  de la figure, la séquence utilisée est de type :

$$(0, 0, 0) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (1, -1, 0) \rightarrow (0, 0, 0) \rightarrow (1, -1, 0) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (0, 0, 0).$$

Outre la nécessité d'assurer l'efficacité de six doubles commutations par période de découpage, cette modulation engendre deux fois plus de pertes par commutation qu'une stratégie classique. Or, en reprenant les signaux classiques de bras commutant seulement deux fois par période de découpage, il est possible de faire coïncider toutes les commutations pour n'obtenir au total que trois doubles commutations, grâce à une séquence circulaire du type :

$$(0, 0, 0) \rightarrow (1, 0, -1) \rightarrow (1, -1, 0) \rightarrow (0, 0, 0).$$

C'est la solution qui nous semble la plus raisonnable pour effectuer une modulation sur une couche équipotentielle de la tension de mode commun ; nous parlerons donc de "ZCM" pour désigner ce type de séquence avec  $v_{\text{mc}}^* = 0$ . Cette manière de faire a été suggérée dans [Rat98], mais y est réalisée par une modulation vectorielle. Nous avons toutefois pu implanter cette méthode en simulation sous MATLAB<sup>®</sup> SIMULINK<sup>®</sup> grâce à un agencement particulier de porteuses en dents de scie (agencement rendu possible par le logiciel, mais difficile à mettre en place en pratique).

# Bibliographie

- [Aka04] H. AKAGI, H. HASEGAWA et T. DOUMOTO : Design and performance of a passive EMI filter for use with a voltage-source PWM inverter having sinusoidal output voltage and zero common-mode voltage, *IEEE Transactions on Power Electronics*, tome 19, n° 4, pages 1069–1076, juillet 2004.
- [Aka05] H. AKAGI et T. DOUMOTO : A passive EMI filter for preventing high-frequency leakage current from flowing through the grounded inverter heat sink of an adjustable-speed motor drive system, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 41, n° 5, pages 1215–1223, septembre-octobre 2005.
- [Bai04] M. BAIJU, K. MOHAPATRA, R. KANCHAN et K. GOPAKUMAR : A dual two-level inverter scheme with common mode voltage elimination for an induction motor drive, *IEEE Transactions on Power Electronics*, tome 19, n° 3, pages 794–805, mai 2004.
- [Bau06] P. BAUDESSON, P. DELARUE, P. LE MOIGNE, P. BARTHOLOMEÛS et X. CIMETIÈRE : Converter control method and device and electrical converter with such a device, brevet n° FR2882475, EP1696549, CN1835372, JP2006238694, US2006187694, août 2006.
- [Ben02] A. BENABDELGHANI, C. MARTINS, X. ROBOAM et T. MEYNARD : Use of extra degrees of freedom in multilevel drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tome 49, n° 5, pages 965–977, octobre 2002.
- [Ben05] A. BENDRE, S. KRSTIC, J. VANDER MEER et G. VENKATARAMANAN : Comparative evaluation of modulation algorithms for neutral-point-clamped converters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 41, n° 2, pages 634–643, mars-avril 2005.
- [Bha99] S. BHATTACHARYA, L. RESTA, D. DIVAN et D. NOVOTNY : Experimental comparison of motor bearing currents with PWM hard and soft-switched voltage-source inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, tome 14, n° 3, pages 552–562, mai 1999.
- [Cac99] M. CACCIATO, A. CONSOLI, G. SCARCELLA et A. TESTA : Reduction of common-mode currents in PWM inverter motor drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 35, n° 2, pages 469–476, mars-avril 1999.
- [Cal93] P. CALDEIRA, R. LIU, D. DALAL et W. GU : Comparison of EMI performance of PWM and resonant power converters, dans Proceedings PESC, pages 134–140, juin 1993.
- [Cel00] N. CELANOVIC et D. BOROYEVICH : A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, tome 15, n° 2, pages 242–249, mars 2000.
- [Cha03] H. CHA et P. ENJETI : An approach to reduce common-mode voltage in matrix converter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 39, n° 4, pages 1151–1159, juillet-août 2003.

- [Che90] A. CHERITI, K. AL-HADDAD, L. DESSAINT, D. MUKHEDKAR et V. RAJAGOPALAN : A variable frequency soft commutated voltage source inverter delivering sinusoidal waveforms, dans Proceedings IAC, tome 1, pages 697–702, octobre 1990.
- [Che96] S. CHEN, T. LIPO et D. FITZGERALD : Modeling of motor bearing currents in PWM inverter drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 32, n° 6, pages 1365–1370, novembre-décembre 1996.
- [Chu98] H. CHUNG, S. HUI et K. TSE : Reduction of power converter EMI emission using soft-switching technique, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, tome 40, n° 3, pages 282–287, août 1998.
- [DB96] A. DE BROE, A. JULIAN et T. LIPO : Neutral-to-ground voltage minimization in a PWM-rectifier/inverter configuration, dans Proceedings PEVSD, pages 564–568, septembre 1996.
- [DD90] R. DE DONCKER et J. LYONS : The auxiliary resonant commutated pole converter, dans Proceedings IAC, tome 2, pages 1228–1235, octobre 1990.
- [Del04] P. DELARUE, P. BARTHOLOMEÛS, P. BAUDESSON, P. LE MOIGNE et X. CIMETIÈRE : Convertisseur 4 bras : montage NPC avec contrôle de point milieu utilisant un modulateur à porteuses triangulaires, dans CD-ROM EPF, 2004.
- [Del06] P. DELARUE, P. LE MOIGNE, P. BAUDESSON, P. BARTHOLOMEÛS et X. CIMETIÈRE : Inverter control apparatus and method thereof, brevet n° FR2880215, EP1691471, CN1819432, US2006139972, août 2006.
- [Dij04] F. DIJKHUIZEN et J. DUARTE : Basic auxiliary resonant pole (ARP) applied to three-level nested cells switching leg, dans Proceedings PESC, tome 6, pages 4434–4440, juin 2004.
- [Div89] D. DIVAN : The resonant DC link converter—a new concept in static power conversion, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 25, n° 2, pages 317–325, mars-avril 1989.
- [dOS04] C. DE OLIVEIRA STEIN, H. GRUNDLING, H. PINHEIRO, J. PINHEIRO et H. HEY : Zero-current and zero-voltage soft-transition commutation cell for PWM inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, tome 19, n° 2, pages 396–403, mars 2004.
- [dTM98] H. DU T. MOUTON et J. ENSLIN : A resonant turn-off snubber for high power IGBT converters, dans Proceedings ISIE, tome 2, pages 519–523, juillet 1998.
- [dTM02] H. DU TOIT MOUTON : Natural balancing of three-level neutral-point-clamped PWM inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tome 49, n° 5, pages 1017–1025, octobre 2002.
- [Erd96] J. ERDMAN, R. KERKMAN, D. SCHLEGEL et G. SKIBINSKI : Effect of PWM inverters on AC motor bearing currents and shaft voltages, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 32, n° 2, pages 250–259, mars-avril 1996.
- [Gup90] B. GUPTA, B. LLOYD et D. SHARMA : Degradation of turn insulation in motor coils under repetitive surges, *IEEE Transaction on Energy Conversion*, tome 5, n° 2, pages 320–326, juin 1990.
- [Gup07] A. GUPTA et A. KHAMBADKONE : A space vector modulation scheme to reduce common mode voltage for cascaded multilevel inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, tome 22, n° 5, pages 1672–1681, septembre 2007.
- [Han07] N. HANIGOVSKI, J. LANDKILDEHUS et F. BLAABJERG : Output filters for ac adjustable speed drives, dans Proceedings APEC, pages 236–242, février 2007.

- [Hav99] A. HAVA, R. KERKMAN et T. LIPO : Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, tome 14, n° 1, pages 49–61, janvier 1999.
- [He06] X. HE, A. CHEN, H. WU, Y. DENG et R. ZHAO : Simple passive lossless snubber for high-power multilevel inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tome 53, n° 3, pages 727–735, juin 2006.
- [Hol96] D. HOLMES : The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 32, n° 5, pages 1122–1129, septembre-octobre 1996.
- [Hyy05] D. HYYPIO : Mitigation of bearing electro-erosion of inverter-fed motors through passive common-mode voltage suppression, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 41, n° 2, pages 576–583, mars-avril 2005.
- [Idi06a] N. IDIR, R. BAUSIERE et J. FRANCHAUD : Active gate voltage control of turn-on di/dt and turn-off dv/dt in insulated gate transistors, *IEEE Transactions on Power Electronics*, tome 21, n° 4, pages 849–855, Juillet 2006.
- [Idi06b] N. IDIR, J. FRANCHAUD et R. BAUSIERE : Effects of inverter commutations on common mode and differential mode currents in adjustable speed drives, *International Review of Electrical Engineering*, tome 5, octobre 2006.
- [Jus06] M. JUSSILA, J. ALAHUHTALA et H. TUUSA : Common-mode voltages of space-vector modulated matrix converters compared to three-level voltage source inverter, dans Proceedings PESC, pages 1–7, juin 2006.
- [Kag07] J. KAGERBAUER et T. JAHNS : Development of an active dv/dt control algorithm for reducing inverter conducted EMI with minimal impact on switching losses, dans Proceedings PESC, pages 894–900, juin 2007.
- [Kan05] J.-K. KANG, T. KUME, H. HARA et E. YAMAMOTO : Common-mode voltage characteristics of matrix converter-driven AC machines, dans Proceedings IAC, tome 4, pages 2382–2387, octobre 2005.
- [Kar02] K. KARANUN, W. KHAN-NGERN et S. NITTA : The characteristics of conducted EMI emission on PWM inverters with various PWM patterns, dans Proceedings ISEC, pages 533–536, mai 2002.
- [Kat06] T. KATO, K. INOUE et K. AKIMASA : EMI reduction method for a single-phase PWM inverter by suppressing common-mode currents with complementary switching, dans Proceedings IPEDC, tome 3, pages 1–5, août 2006.
- [Ker97] R. KERKMAN, D. LEGGATE et G. SKIBINSKI : Interaction of drive modulation and cable parameters on AC motor transients, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 33, n° 3, pages 722–731, mai-juin 1997.
- [Kim01] H. KIM, H. LEE et S. SUL : A new PWM strategy for common-mode voltage reduction in neutral-point-clamped inverter-fed ac motor drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 37, n° 6, pages 1840–1845, novembre-décembre 2001.
- [Kim04] I. KIM, E. NHO, H. KIM et J. KO : A generalized undeland snubber for flying capacitor multilevel inverter and converter, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tome 51, n° 6, pages 1290–1296, décembre 2004.

- [Kim06] L. KIM, N. HAHM, W. LEE, J. YU, Y. KIM, C. WON et Y. KIM : Analysis of a new PWM method for conducted EMI reduction in a field oriented controlled induction motor, dans CD-ROM APEC, mars 2006.
- [Lai99] Y. LAI : Investigations into the effects of PWM techniques on common mode voltage for inverter-controlled induction motor drives, dans Proceedings PES, tome 1, pages 35–40, janvier 1999.
- [Lai04] Y. LAI et F. SHYU : Optimal common-mode voltage reduction PWM technique for inverter control with consideration of the dead-time effects – Part I : basic development, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 40, n° 6, pages 1605–1612, novembre-décembre 2004.
- [Lee00] H. LEE et S. 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*, tome 15, n° 6, pages 1094–1101, novembre 2000.
- [Lee02] S. LEE et K. NAM : An overvoltage suppression scheme for AC motor drives using a half DC-link voltage level at each PWM transition, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tome 49, n° 3, pages 549–557, juin 2002.
- [Lee05] H. LEE, H. NGUYEN et E. JUNG : A study on reduction of common-mode voltage in matrix converter with unity input power factor and sinusoidal input/output waveforms, dans CD-ROM IECON, novembre 2005.
- [Loh04] P. LOH, D. HOLMES, Y. FUKUTA et T. LIPO : A reduced common mode hysteresis current regulation strategy for multilevel inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, tome 19, n° 1, pages 192–200, janvier 2004.
- [McM88] W. McMURRAY : Power electronic circuit topology, *Proceedings of the IEEE*, tome 76, n° 4, pages 428–437, avril 1988.
- [Mih06] F. MIHALI et D. KOS : Reduced conductive EMI in switched-mode DC-DC power converters without EMI filters : PWM versus randomized PWM, *IEEE Transactions on Power Electronics*, tome 21, n° 6, pages 1783–1794, novembre 2006.
- [Mir07] B. MIRAFZAL, G. SKIBINSKI, R. TALLAM, D. SCHLEGEL et R. LUKASZEWSKI : Universal induction motor model with low-to-high frequency-response characteristics, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 43, n° 5, pages 1233–1246, septembre-octobre 2007.
- [Mon04] R. MONTEIRO, B. BORGES et V. ANUNCIADA : EMI reduction by optimizing the output voltage rise time and fall time in high-frequency soft-switching converters, dans Proceedings PESC, tome 2, pages 1127–1132, juin 2004.
- [Mor02] A. MOREIRA, T. LIPO, G. VENKATARAMANAN et S. BERNET : High-frequency modeling for cable and induction motor overvoltage studies in long cable drives, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 38, n° 5, pages 1297–1306, septembre-octobre 2002.
- [Mor08] M. MOREAU, A. VIDET, N. IDIR, J. FRANCHAUD et P. LE MOIGNE : Equivalent EMI noise source modelling in power converters, dans CD-ROM PCIM, mai 2008.
- [Mue07a] A. MUETZE et A. BINDER : Calculation of circulating bearing currents in machines of inverter-based drive systems, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tome 54, n° 2, pages 932–938, avril 2007.
- [Mue07b] A. MUETZE et A. BINDER : Practical rules for assessment of inverter-induced bearing currents in inverter-fed AC motors up to 500 kW, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tome 54, n° 3, pages 1614–1622, juin 2007.

- [Muk04] T. R. MUKUNDAN : Calculation of voltage surges on motors fed from PWM drives – A simplified approach, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, tome 19, n° 1, pages 223–225, mars 2004.
- [Nab81] A. NABAE, I. TAKAHASHI et H. AKAGI : A new neutral-point-clamped PWM inverter, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome IA-17, n° 5, pages 518–523, septembre-octobre 1981.
- [Oga01] S. OGASAWARA et H. AKAGI : Suppression of common-mode voltage in a PWM rectifier/inverter system, dans Proceedings IAC, tome 3, pages 2015–2021, septembre 2001.
- [Ogu03] K. OGURA, S. CHANDHAKET, T. AHMED et M. NAKAOKA : Boost chopper-fed ZVS-PWM DC-DC converter with parasitic oscillation surge suppression-based auxiliary edge resonant snubber, dans Proceedings INTELEC, pages 20–26, octobre 2003.
- [Pen04] F. PENG, G. SU et L. TOLBERT : A passive soft-switching snubber for PWM inverters, *IEEE Transactions on Power Electronics*, tome 19, n° 2, pages 363–370, mars 2004.
- [Per92] E. PERSSON : Transient effects in application of PWM inverters to induction motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 28, n° 5, pages 1095–1101, septembre-octobre 1992.
- [Ran98] L. RAN, S. GOKANI, J. CLARE, K. BRADLEY et C. CHRISTOPOULOS : Conducted electromagnetic emissions in induction motor drive systems. I. Time domain analysis and identification of dominant modes, *IEEE Transactions on Power Electronics*, tome 13, n° 4, pages 757–767, juillet 1998.
- [Rat98] K. RATNAYAKE et Y. MURAI : A novel PWM scheme to eliminate common-mode voltage in three-level voltage source inverter, dans Proceedings PESC, tome 1, pages 269–274, mai 1998.
- [Reb98] F. REBY, R. BAUSIERE, B. SOHIER et F. COSTA : Reduction of radiated and conducted emissions in power electronic circuits by the continuous derivative control method (CDCM), dans Proceedings PEVSD, pages 158–162, September 1998.
- [Ren98] D. RENDUSARA et P. ENJETI : An improved inverter output filter configuration reduces common and differential modes  $dv/dt$  at the motor terminals in PWM drive systems, *IEEE Transactions on Power Electronics*, tome 13, n° 6, pages 1135–1143, novembre 1998.
- [Ren06] M. RENGE, H. SURYAWANSHI, V. BORGHATE et M. RAMTEKE : Multilevel inverter to eliminate common mode voltage in induction motor drives, dans Proceedings ICIT, pages 2354–2358, décembre 2006.
- [Rod04] J. RODRIGUEZ, J. PONTT, P. CORREA, P. CORTES et C. SILVA : A new modulation method to reduce common-mode voltages in multilevel inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tome 51, n° 4, pages 834–839, août 2004.
- [Rza05] J. RZASA : Control of a matrix converter with reduction of a common mode voltage, dans Proceedings CPE, pages 213–217, juin 2005.
- [Sau96] L. SAUNDERS, G. SKIBINSKI, S. EVON et D. KEMPKES : Riding the reflected wave – IGBT drive technology demands new motor and cable considerations, dans Proceedings PCICON, pages 75–84, septembre 1996.
- [Sha00] J. SHAO, R. LIN, F. LEE et D. CHEN : Characterization of EMI performance for hard and soft-switched inverters, dans Proceedings APEC, tome 2, pages 1009–1014, 2000.



- [Sin93] A. SINCLAIR, J. FERREIRA et J. VAN WYK : A systematic study of EMI reduction by physical converter layout and suppressive circuits, dans Proceedings IECON, tome 2, pages 1059–1064, novembre 1993.
- [Ski99] G. SKIBINSKI, R. KERKMAN et D. SCHLEGEL : EMI emissions of modern PWM AC drives, *IEEE Industry Applications Magazine*, tome 5, n° 6, pages 47–80, novembre-décembre 1999.
- [Smi97] K. SMITH et K. SMEDLEY : Lossless, passive soft switching methods for inverters and amplifiers, dans Proceedings PESC, tome 2, pages 1431–1439, juin 1997.
- [Son02] Y. SON et S. SUL : Conducted EMI in PWM inverter for household electric appliance, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 38, n° 5, pages 1370–1379, septembre-octobre 2002.
- [Sun04] L. SUN, J. NIE et F. WU : Study on conducted EMI suppression method in PWM adjustable speed system, dans Proceedings CIEP, pages 230–235, octobre 2004.
- [Tak97] I. TAKAHASHI, A. OGATA, H. KANAZAWA et A. HIRUMA : Active EMI filter for switching noise of high frequency inverters, dans Proceedings PCC, tome 1, pages 331–334, août 1997.
- [Tan98] Y. TANG, H. ZHU, B. SONG, J. LAI et C. CHEN : EMI experimental comparison of PWM inverters between hard- and soft-switching techniques, dans Proceedings PET, pages 71–77, octobre 1998.
- [Tse00] K. TSE, H.-H. CHUNG, S. HUI et H. SO : A comparative investigation on the use of random modulation schemes for DC/DC converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tome 47, n° 2, pages 253–263, avril 2000.
- [UY02] C. U-YAISOM, W. KHANGERN et S. NITTA : The study and analysis of the conducted EMI suppression on power MOSFET using passive snubber circuits, dans Proceedings ISEC, pages 561–564, mai 2002.
- [Vid07a] A. VIDET, P. LE MOIGNE, P. BAUDESSON et N. IDIR : Device and method for controlling a converter and electric converter comprising one such device, brevet n° FR2901074, EP1855375, JP2007306788, US2007263422, novembre 2007.
- [Vid07b] A. VIDET, P. LE MOIGNE, N. IDIR, P. BAUDESSON et X. CIMETIÈRE : A new carrier-based PWM providing common-mode-current reduction and DC-bus balancing for three-level inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tome 54, n° 6, pages 3001–3011, décembre 2007.
- [vJ02] A. VON JOUANNE, S. DAI et H. ZHANG : A multilevel inverter approach providing DC-link balancing, ride-through enhancement, and common-mode voltage elimination, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tome 49, n° 4, pages 739–745, août 2002.
- [Wee06] Y. WEENS, N. IDIR, R. BAUSIERE et J. FRANCHAUD : Modeling and simulation of unshielded and shielded energy cables in frequency and time domains, *IEEE Transactions on Magnetics*, tome 42, n° 7, pages 1876–1882, juillet 2006.
- [Wei04] S. WEI, N. ZARGARI, B. WU et S. RIZZO : Comparison and mitigation of common mode voltage in power converter topologies, dans Proceedings IAC, tome 3, pages 1852–1857, octobre 2004.
- [Whe02] P. WHEELER, J. RODRIGUEZ, J. CLARE, L. EMPRINGHAM et A. WEINSTEIN : Matrix converters : A technology review, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, tome 49, n° 2, pages 276–288, avril 2002.

- [Zha96] D. ZHANG, D. CHEN et F. LEE : An experimental comparison of conducted EMI emissions between a zero-voltage transition circuit and a hard switching circuit, dans Proceedings PESC, tome 2, pages 1992–1997, juin 1996.
- [Zha00] H. ZHANG, A. VON JOUANNE, S. DAI, A. WALLACE et F. WANG : Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages, *IEEE Transactions on Industry Applications*, tome 36, n° 6, pages 1645–1653, novembre-décembre 2000.
- [Zit04] J. ZITZELSBERGER et W. HOFMANN : Reduction of bearing currents in inverter fed drive applications by using Sequentially Positioned Pulse modulation, *EPE Journal*, tome 14, n° 4, pages 19–25, novembre 2004.





## **Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multiniveaux et nouvelles stratégies de modulation**

Parmi les convertisseurs d'électronique de puissance, les variateurs de vitesse utilisés pour l'alimentation des machines électriques sont source de perturbations électromagnétiques à haute fréquence telles que les courants de mode commun et les surtensions aux bornes des moteurs. Le travail porte sur la réduction de ces perturbations par l'emploi d'un convertisseur multiniveaux associé à de nouvelles lois de commande rapprochée. Après un état de l'art des méthodes d'atténuation existantes, l'onduleur à trois niveaux de type neutral-point-clamped (NPC) est retenu comme structure de conversion continu-alternatif et une nouvelle stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI) est développée en vue de réduire les courants de mode commun générés par l'onduleur. Les phénomènes entrant en jeu dans les commutations des interrupteurs de puissance sont analysés et modélisés afin d'établir des contraintes de commande permettant de maximiser les performances de la MLI proposée. Parallèlement, l'utilisation de câbles longs entre le variateur et la machine soulève une contrepartie vis-à-vis des surtensions moteur qui est maîtrisée par l'exploitation adéquate des degrés de liberté de la nouvelle MLI. Enfin, la problématique de régulation du point milieu capacitif du bus continu est abordée. La stratégie proposée est implantée expérimentalement par l'intermédiaire d'une modulation naturelle par porteuses, et les résultats de mesure montrent un gain de cinq décibels sur les courants de mode commun par rapport aux stratégies classiques tout en limitant les surtensions générées aux bornes du moteur et en assurant l'équilibrage du bus continu.

*Mots-clés :*

- Électronique de puissance
- Variateurs de vitesse
- Convertisseurs multiniveaux
- Onduleurs
- Modulation de largeur d'impulsion
- Compatibilité électromagnétique
- Courants de mode commun
- Surtensions

---

## **Variable speed drive with low electromagnetic emissions : multilevel inverter and new modulation strategies**

Among power electronic converters, variable speed drives are responsible for high frequency electromagnetic disturbances such as common mode currents and motor overvoltages. This work aims at reducing these phenomena by using a multilevel converter controlled with new modulation schemes. A state of the art of existing attenuation techniques is presented, and the three-level neutral-point-clamped (NPC) inverter is retained as direct- to alternative-current converter topology. A new pulse-width-modulation (PWM) strategy is developed for the reduction of common mode currents generated by the inverter. The power switches commutation process is analyzed and modelled in order to establish specific constraints that maximize the efficiency of the proposed strategy. Meanwhile, the use of long cables between drives and electric machines highlights a drawback regarding motor overvoltages, which is kept under control by appropriate use of the degrees of freedom of the new PWM. Eventually, the issue of neutral point balancing is worked out. The proposed modulation strategy is experimentally implemented through a new carrier-based modulator, and measurement results confirm a five-decibel gain on common mode currents upon conventional strategies while ensuring motor overvoltages limitation as well as neutral point balancing.

*Keywords :*

- Power electronics
- Variable speed drives
- Multilevel converters
- Inverters
- Pulse width modulation
- Electromagnetic compatibility
- Common-mode currents
- Overvoltages