

UNIVERSITÉ DE TECHNOLOGIE DE COMPIÈGNE

THÈSE

pour obtenir le grade de

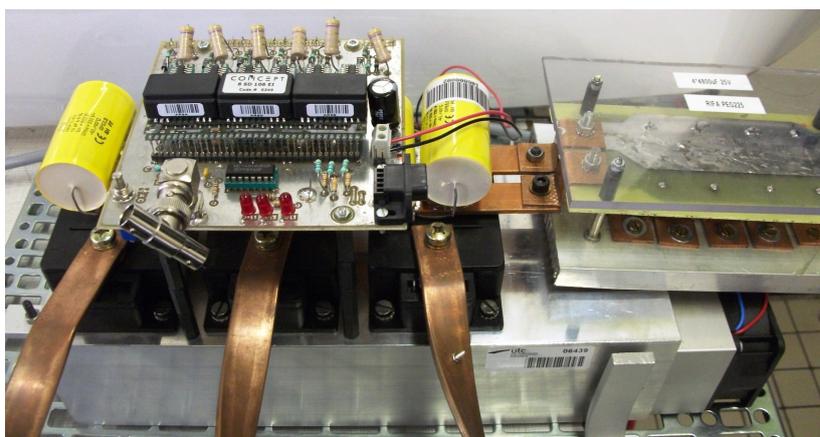
Docteur

Spécialité: Technologie de l'Information et des Systèmes (TIS)

par

The Dung NGUYEN

Etude de stratégies de modulation pour onduleur triphasé dédiées à la réduction des perturbations du bus continu en environnement embarqué



Laboratoire d'Electromécanique, EA1006

Soutenu le 30 novembre 2011 devant le jury constitué de :

Rapporteurs:	Nadir IDIR	USTL-L2EP, Lille
	Thierry MEYNARD	INPT/CNRS-LAPLACE, Toulouse
Examineurs:	Eric MONMASSON	UCP-SATIE, Cergy-Pontoise
	Jean-Paul VILAIN	UTC-LEC, Compiègne
Directeurs de thèse:	Guy FRIEDRICH	UTC-LEC, Compiègne
	Nicolas PATIN	UTC-LEC, Compiègne

Remerciements

Je tiens à remercier Monsieur Guy Friedrich, Directeur du Laboratoire d'Electromécanique de Compiègne, Professeur à l'Université de Technologie de Compiègne, qui m'a endradré, qui m'a donné les meilleures conditions pour le travail. Qu'il soit aussi remercié pour ses nombreuses remarques pertinentes tout au long de la thèse. C'est à ses côtés que j'ai compris ce que rigueur et précision voulaient dire.

Je remercie Monsieur Nicolas Patin, Maître des conférences à l'Université de Technologie de Compiègne, mon co-directeur de thèse pour sa gentillesse, sa disponibilité permanente et pour sa culture scientifique vaste et variée. Cette thèse est le résultat de nombreuses discussions quasi-quotidiennes que nous avons eues tout au long de ces trois années.

J'adresse tous mes remerciements à Monsieur Nadir Idir, Professeur à l'Université de Lille 1, ainsi qu'à Monsieur Thierry Meynard, Directeur de Recherche au CNRS, de l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant d'être rapporteurs de cette thèse.

J'exprime ma gratitude à Monsieur Jean-Paul Vilain, Professeur Emerite à l'Université de Technologie de Compiègne et à Monsieur Eric Monmasson, Professeurs à l'Université de Cergy Pontoise, qui ont bien voulu être examinateurs.

Je tiens aussi à remercier Monsieur Christophe Forgez, Professeur à l'Université de Technologie de Compiègne, et à Monsieur Vincent Lanfranchi, Maître des conférence à l'Université de Technologie de Compiègne, qui m'ont donné les bons conseils pendant la thèse et les aides précieuses sur la programmation DSP.

Merci aussi à mes collègues thésards, Anthony Giméno, Caroline Doc, Dinh Vinh Do, Pierre Pellerey, Sullivan Kuttler avec lesquels j'ai eu de nombreuses discussions fluctuantes.

Un grand merci aussi à tous les membres du Laboratoire d'Electromécanique de l'Université de Technologie de Compiègne : Anne, Monsieur Lemoine, Loïc, Khadija, Romain, Radhouane et Stephane pour la convivialité.

Enfin, j'adresse tous mes remerciements à mes parents, ma soeur et ma copine, Khanh Tan, pour leur soutien permanent.

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à proposer des nouvelles stratégies de pilotage de l'onduleur triphasé à deux niveaux en environnement embarqué afin de réduire les perturbations conduites générées sur le bus continu et de réduire les pertes par commutation dans les interrupteurs.

En effet, avec les contraintes d'encombrement et de poids, les inductances de lissage ne sont pas autorisées sur les systèmes électriques embarqués. Les seuls degrés de liberté pour réduire les perturbations conduites sur le bus continu sont les condensateurs de découplage et la commande de l'onduleur. Or, les condensateurs de découplage sont une source de défaillance récurrente : leur durée de vie dépend de la valeur efficace du courant absorbé. Par conséquent, de nouvelles stratégies MLI sont proposées afin de réduire le courant efficace dans les condensateurs de découplage, et de réduire les pertes par commutation. La réduction du courant efficace dans les condensateurs de découplage induit par ailleurs une réduction de l'ondulation de la tension du bus continu. Pour cela, les techniques MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) appliquées sont basées sur l'utilisation de deux vecteurs actifs non adjacents (le cas des faibles amplitudes des tensions de consigne) ou trois vecteurs actifs consécutifs (le cas des fortes amplitudes des tensions de consigne) pendant chaque période de découpage. Les résultats analytiques ont montré que les nouvelles stratégies proposées permettent une réduction jusqu'à 40% de la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage, ainsi qu'une réduction jusqu'à 50% des pertes par commutation. Les résultats sur banc d'essai ont confirmé ces résultats théoriques. En outre, les expérimentations ont démontré l'implantabilité de ces nouvelles stratégies sur DSP pour les applications en temps réel.

Mots clés : MLI, onduleur, perturbations conduites, miniaturisation, fiabilisation, condensateur de découplage.

Abstract

This thesis presents new PWM strategies for embedded two-level voltage source inverter in order to reduce the conduction perturbations on DC link and switching losses.

Indeed, passive filters are not allowed on embedded electric systems due to their size and weight. In order to absorb conduction perturbations on DC link, two degrees of freedom are : DC link capacitors and the inverter's controlling strategies. However, DC link capacitors are a recurrent fault source : their life span depends on the RMS value of the absorbed current. Hence, in this thesis, we are proposing two new PWM strategies to reduce the RMS value of DC link capacitors' absorbed current and to reduce the switching losses. A reduction in DC link capacitors' RMS current value also leads to a reduction of DC link voltage ripple. In order to do that, the proposed PWM (Pulse Width Modulation) techniques base on utilizing 2 non adjacent active vectors (for low reference voltage's amplitude) or by utilizing 3 consecutive active vectors (for high reference voltage's amplitude) at each switching period. Analytical results show the effectiveness of these strategies compared to that of Space Vector PWM Strategy SVPWM in terms of RMS value for DC link capacitor current and in terms of switching losses. Experimental results confirm their effectiveness. Moreover, it is shown that these new strategies can be implemented on DSP for real time applications.

Key words : PWM, inverter, conduction perturbations, miniaturization, reliability improvement, DC link capacitor.

Table des matières

Notations	1
Acronymes	5
Introduction	7
1 Notions préliminaires	13
1.1 Structure générale de l'onduleur de tension à deux niveaux	14
1.2 Commande de l'onduleur triphasé	16
1.2.1 Approche MLI intersective	17
1.2.2 Approche MLI vectorielle	21
1.2.3 Equivalence des approches vectorielle et intersective	25
1.3 Limite de fonctionnement linéaire	27
2 Etude bibliographique	29
2.1 Durée de vie des condensateurs électrochimiques	30
2.2 Les stratégies d'injection d'harmonique trois THIPWM	32
2.3 La stratégie space vector SVPWM	32
2.4 Les stratégies MLI discontinues DPWM	34
2.5 La stratégie à double porteuse	39
3 Outils d'évaluation des stratégies MLI	43
3.1 Les pertes par commutation	44
3.2 Méthode de calcul analytique du courant efficace des condensateurs de découplage	46
3.3 Qualité du courant de charge	51
3.3.1 Taux de distorsion harmonique	51
3.3.2 Valeur efficace des harmoniques de courant de charge	52

4	Les stratégies pour la réduction de courant efficace dans les condensateurs	59
4.1	Motivation et principe	61
4.1.1	Interprétation vectorielle de la valeur instantanée de i_{dc} (dans le plan $\alpha\beta$)	61
4.1.2	Principe	64
4.1.3	La stratégie MLI à double porteuse étendue (Ext-DCPWM)	65
4.1.4	La stratégie MLI à double porteuse unifiée Uni-DCPWM	73
4.1.5	Tableau récapitulatif	77
4.2	Évaluation des performances par calcul analytique	79
4.2.1	Calcul du courant efficace dans les condensateurs de découplage	79
4.2.2	Calcul de pertes par commutation	94
4.2.3	Calcul de valeur efficace des harmoniques des courants de charge	97
4.2.4	Bilan	102
4.2.5	Conclusion	103
4.3	Évaluation des performances par simulation numérique	104
4.3.1	Identification et modélisation du banc d'essai	104
4.3.2	Résultats de simulation des stratégie Ext-DCPWM et Uni-DCPWM	108
4.3.3	Conclusions sur l'apports des simulations numériques	120
5	Validation expérimentale	123
5.1	Description du banc de test	124
5.1.1	Circuit de puissance	124
5.1.2	Commande	125
5.1.3	Instrumentation	127
5.2	Implémentation sur le banc de test	128
5.3	Résultats expérimentaux	133
	Conclusions et Perspectives	149
	Appendices	
A	Méthode de calcul spectral du courant entrant dans l'onduleur (courant absorbé par les condensateurs de découplage)	153
B	Simulation semi-analytique	161
B.1	Mise en équations	162

B.2	Résolution	165
B.2.1	Partie analytique	165
B.2.2	Partie numérique	167
C	Programmation du DSP TMSC320F2812	169
D	Calcul de valeur efficace du flux harmonique	171
	Références	175

Notations

Grandeurs générales

- j Nombre imaginaire tel que $j^2 = -1$
- i Nombre entier appartenant à $\{1; 2; 3\}$
- s Variable de LAPLACE
- a Opérateur complexe de rotation de $\frac{2\pi}{3}$, $a = e^{j \cdot \frac{2\pi}{3}}$

Grandeurs relatives à la modélisation du bus continu

- V_{dc} ou v_{dc} Tension continue d'entrée de l'onduleur (V)
- E Force électromotrice de la batterie
- i_{dc} Courant d'entrée de l'onduleur (A)
- R_{batt} Résistance interne de la source de tension coté continu (Ω)
- R_{dc} Résistance de la ligne de connexion batterie-onduleur (Ω)
- R_0 Résistance totale de la batterie et la ligne de connexion batterie-onduleur (Ω)
- L_0 Inductance parasite ramenée par la ligne de connexion batterie-onduleur (H)
- C_0 Capacité de découplage de type polypropylène côté continu (F)
- C_1 Capacité de découplage de type électrochimique côté continu (F)
- R_1 Résistance série équivalente du condensateur électrochimique (Ω)

Grandeurs relatives à la modélisation de l'onduleur

c_i	Fonction de commutation du bras de pont n° i
C_i	Désignation de l'interrupteur haut du bras de pont n° i
C_{i+3}	Désignation de l'interrupteur bas du bras de pont n° i
V_{i0}	Potentiel de sortie par rapport à la masse du bras de pont n° i (V)
V_{iN}	Tension de sortie par rapport au point neutre du bras de pont n° i (V)
V_i^*	Tensions simples machine de consigne (V)
v_i^*	Tensions simples normalisées de consigne
V_{N0}	Tension de neutre (V)
v_{n0}	Tension de neutre normalisée (communément appelée composante homopolaire)
\vec{V}	Vecteur de tension appliqué à la charge dans le plan $\alpha\beta$
$\vec{X} = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}$	Vecteur dans le plan $\alpha\beta$
$\bar{X} = x_\alpha + jx_\beta$	Phaseur
\vec{V}^*	Vecteur de tension de consigne
\vec{V}_k	Vecteur de tension de sortie de l'onduleur n° k , $k \in \{0..7\}$
$\vec{\Delta}(t)$	Vecteur d'erreur de tension pour une stratégie $\Delta\Sigma$ vectorielle
$\vec{\Sigma}(t)$	Intégrale du vecteur d'erreur de tension pour une stratégie $\Delta\Sigma$ vectorielle
$\Delta(t)$	Erreur scalaire de tension pour une stratégie $\Delta\Sigma$ (V)
$\Sigma(t)$	Intégrale de l'erreur de tension scalaire pour une stratégie $\Delta\Sigma$ vectorielle (V.s)
\hat{V}_m	Amplitude crête d'une tension simple machine
\hat{V}_c	Amplitude crête d'une porteuse triangulaire de valeur moyenne nulle
m	Indice de modulation ou facteur de modulation de tension
t_k	Temps d'application du vecteur \vec{V}_k pour une stratégie barycentrique (s)
T_d	Période de la porteuse (s) ou période de découpage
f_d	Fréquence de la porteuse (Hz) ou fréquence de découpage
f_f	Fréquence fondamentale de la consigne de tension (Hz)
f_b	Fréquence de base d'une stratégie $\Delta\Sigma$ monophasée (Hz)
f_c	Fréquence centrale pour une stratégie aléatoire (Hz)
N	Rapport des fréquences tel que $N = f_d/f_f$
S	Seuil pour les stratégies $\Delta\Sigma$ monophasée et vectorielle (V.s)
R_{DSON}	Résistance d'un MOSFET à l'état passant (Ω)
mod_i	Signal de modulante normalisé de tension n° i

Grandeurs relatives à la modélisation de la machine électrique

V_N ou v_n	Potentiel du neutre d'une charge triphasée câblée en étoile (V)
R	Résistance de phase d'une charge R, L, E (Ω)
L	Inductance de phase d'une charge R, L, E (H)
L_d	Inductance directe (H)
L_q	Inductance en quadrature (H)
L_{ex}	Inductance du circuit inducteur (H)
M_f	Mutuelle inductance (H)
$e_i(t)$	Force électromotrice induite dans la phase i d'une charge R, L, E
i_i	Courant de phase n° i (A)
i_i^*	Courant de phase n° i de référence (A)
$i_d(t)$	Courant dans l'axe direct de la machine (A)
$i_q(t)$	Courant en quadrature de la machine (A)
\vec{I} ou \vec{I}	Vecteur courant dans la machine en repère statorique
\vec{E} ou \vec{E}	Vecteur f.e.m. dans la machine en repère statorique
V_d ou v_d	Tension appliquée dans l'axe direct de la machine (V)
V_q ou v_q	Tension appliquée en quadrature de la machine (V)
ψ_d	Flux direct dans la machine (Wb)
ψ_q	Flux en quadrature dans la machine (Wb)
ψ_{ex}	Flux inducteur (Wb)
Ψ	Vecteur colonne représentant les flux $(\psi_d, \psi_q, \psi_f)^T$
$V(t)$	Vecteur représentant les tensions $(v_d(t), v_q(t), v_f(t))^T$
Ω	Vitesse de rotation mécanique de la machine électrique ($rad.s^{-1}$)
θ_{mec}	Position mécanique du rotor (rad)
θ_{elec} ou θ	Position électrique du rotor (rad)
p	Nombre de paires de pôles de la machine électrique

Acronymes

PWM	Pulse Width Modulation
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
CPWM	Continuous PWM <i>ou</i> Les stratégies MLI continues
DPWM	Discontinuous PWM <i>ou</i> Les stratégies MLI discontinues
SPWM	Sinusoidal PWM
THIPWM	Third harmonic injection PWM <i>ou</i> Les stratégies MLI avec Injection d'harmonique trois
SVPWM	Space Vector PWM <i>ou</i> Stratégie de modulation du vecteur d'espace
DCPWM	Double Carrier PWM <i>ou</i> Les stratégies MLI à double porteuse
RMS	Root mean square <i>ou</i> valeur efficace
APWM	Adjacent PWM strategies Stratégies MLI à 2 vecteurs actifs adjacents (sur une période de découpage T_d)

Introduction

Contexte de l'étude

Après un siècle de domination du moteur à combustion interne dans le domaine de l'automobile, la traction électrique a retrouvé, plus de 100 ans après la *Jamais Contente* (Figure 1), une place dans la traction des véhicules industrialisés, tout d'abord comme auxiliaire d'un moteur thermique plus ou moins puissant avec une gamme s'étendant du microhybride (Stop & Start sur des véhicules "classiques") au full-hybrid (cas de la Toyota Prius) - cf. Table 1 - puis dans des véhicules "tout électrique" (e.g. Renault Fluence).



Figure 1 – *Jamais contente* - le premier véhicule automobile qui dépassait les 100 km/h

La cause de ce revirement technologique est double :

- D'une part, les contraintes environnementales de plus en plus sévères vis à vis des émissions polluantes (problématiques en zones urbaines pour des raisons de santé publique) et plus généralement par l'émission de gaz à effet de serre (accords de Kyoto).

	Fonctions	Puissance électrique	Gains en CO_2	Gains en carburant	Coûts en 2007
Micro hybrid	Stop and Start	2-3 kW	8%	3-5%	300-
	Stop and Start Freinage récupératif	3-6 kW	13%	5-10%	800 \$
Mild hybrid	Stop and Start Freinage récupératif Assistance accélération	6-20 kW	30%	10-20%	1000-2000 \$
Full hybrid	Stop and Start Freinage récupératif Assistance accélération Mode tout électrique	>20 kW	45%	20-30%	>4000 \$

Table 1 – Différents niveaux d'hybridation des voitures hybrides[WAI07]

– D'autre part, des ressources en pétrole (et donc en carburant) qui tendent à s'épuiser inexorablement et qui induisent une hausse constante des prix qui deviendra à terme inacceptable pour l'utilisateur.

Ces deux aspects du problème se conjuguent pour favoriser l'utilisation d'énergies alternatives de propulsion et il est tout naturel que les industriels se soient tournés vers l'électricité qui a été utilisée dès la naissance de l'automobile¹ (les véhicules électriques et les véhicules thermiques ayant coexisté il y a maintenant plus d'un siècle).

Néanmoins, l'utilisation de l'énergie électrique n'est pas sans poser de problème dans le contexte d'une utilisation automobile :

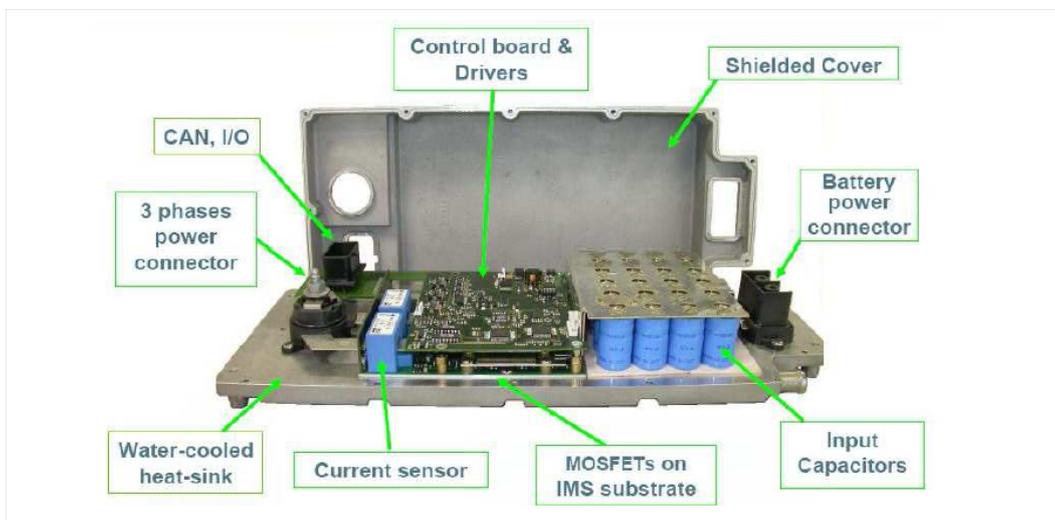
Le stockage de l'énergie électrique reste toujours une difficulté majeure malgré l'augmentation significative des technologies des batteries car celles-ci réclament une gestion intelligente pour assurer un fonctionnement sûr et maximiser leur durée de vie étant donné l'investissement que représente un pack de batteries dans le coût global d'un véhicule.

Les machines électriques constituent un deuxième aspect du problème malgré leurs performances élevées en comparaison des moteurs thermiques : en effet, l'environnement automobile étant confiné, les problèmes thermiques peuvent être sévères (surtout dans les véhicules hybrides). En outre, les nuisances sonores (dans les véhicules "tout électrique") doivent être maîtrisées car bien que plus discrets que leurs homologues thermiques, les moteurs électriques sont sources de vibrations et de bruits "haute fréquence" particulièrement gênants s'ils ne sont pas suffisamment réduits.

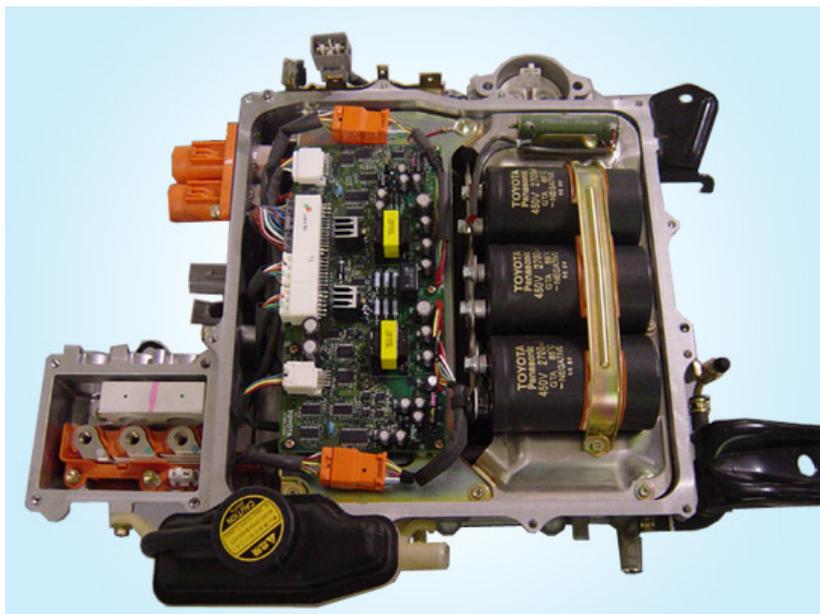
Enfin, le dernier constituant d'une chaîne de traction électromécanique (d'un véhicule électrique ou hybride) est le convertisseur électronique de puissance (onduleur) (*c.f.* figure 2) reliant la batterie à la machine de traction. Cet élément est comme la machine électrique, soumis à un environnement hostile (vibrations, température élevée) mais est également une source de perturbations électromagnétiques (conduites ou rayonnées) du

1. Si on écarte la machine à vapeur du fardier de Cugnot

fait de son principe de fonctionnement basé sur des composants électroniques en commutation à fréquence élevée (source de dV/dt et de dI/dt élevés). Une problématique importante concernant l'onduleur portent donc sur la compatibilité électromagnétique (CEM) qui vise à minimiser d'une part les perturbations produites (par exemple les travaux présentés dans [AV08] permettant de réduire le courant de mode commun d'un onduleur à trois niveaux) mais aussi à rendre l'onduleur (et notamment sa commande rapprochée) moins sensible aux perturbations (auto-perturbations ou perturbations d'équipements proches) d'autant plus que dans un environnement embarqué, l'espace disponible est limité et que les divers équipements peuvent être proches les uns des autres et qu'un blindage important n'est généralement pas acceptable pour des raisons de coût, d'encombrement et de poids.



(a) Prototype d'onduleur basse tension, fort courant



(b) Onduleur sur la Prius

Figure 2 – Deux onduleurs pour moteur de traction de véhicule hybride

Un deuxième aspect du découpage qui doit être pris en compte dans le cadre d'une application automobile est la fiabilité et la durée de vie du convertisseur dans sa globalité : or, le point faible majeur d'un tel convertisseur ne se situe pas au niveau des transistors ou des diodes mais au niveau des condensateurs "chimiques" de découplage. Ces derniers sont particulièrement sensibles à leur échauffement et vieillissent d'autant plus vite que leur température de fonctionnement est élevée. En fait, le dimensionnement des condensateurs de découplage en première analyse se limite à un choix de capacité permettant de garantir un lissage satisfaisant de la tension du bus continu mais en fait, le paramètre le plus important est la valeur efficace du courant qu'ils sont capables de supporter en régime permanent. Ainsi, pour une valeur efficace de courant donnée, une certaine capacité sera requise. **Le coeur de cette thèse vise précisément à analyser l'impact des stratégies de modulation sur ce courant efficace et à proposer des techniques permettant de le réduire sur une plage de fonctionnement étendue de la charge.** On notera par voie de conséquence que pour une capacité donnée, la réduction du courant efficace dans les condensateurs (approximativement la valeur efficace de la partie fluctuante du courant d'entrée de l'onduleur) induira une réduction de l'ondulation de la tension du bus continu (perturbation de mode différentiel).

L'objectif premier du travail présenté dans ce mémoire étant clairement défini, il convient de préciser que les autres "performances" des stratégies MLI proposées seront évaluées : pertes par commutation induites à fréquence de découpage donnée, taux de distorsion de l'alimentation de la charge.

Ce mémoire est divisé en cinq chapitres.

Chapitre 1 - Notions préliminaires : La structure d'un onduleur triphasé à deux niveaux et sa commande seront décrites afin d'introduire les grandeurs nécessaires à la compréhension du manuscrit. Nous introduirons par ailleurs les grandeurs nécessaires pour les chapitres suivants.

Chapitre 2 - Etude bibliographique : Une étude bibliographique sur les stratégies MLI existantes sera présentée ensuite. Le point commun de ces stratégies sur le temps d'application du vecteur de roue libre sera mis en évidence. La stratégie à double porteuse DCPWM sera présentée ensuite. Cette stratégie constituera le point de départ pour les stratégies proposées dans ce mémoire.

Chapitre 3 - Outils d'évaluations des stratégies MLI : Ce chapitre sera consacré aux critères d'évaluation (qui sont la valeur efficace de courant dans les condensateurs de découplage, les pertes par commutation, la qualité des courants de charge) et les outils mathématiques pour l'évaluation des stratégies MLI, ces outils seront appliqués à la stratégie MLI de référence, la Space Vector PWM (SVPWM), pour illustrer les calculs.

Chapitre 4 - Les stratégies pour la réduction du courant efficace dans les

condensateurs de découplage : Tout d'abord, une nouvelle méthode permettant de présenter graphiquement la valeur instantanée du courant absorbé par l'onduleur (i_{dc}) en fonction du vecteur de commande appliqué sera introduite. Cette base complétant la présentation temporelle du courant i_{dc} , le raisonnement pour les nouvelles stratégies MLI sera établi. Deux nouvelles stratégies, la Ext-DCPWM stratégie à double porteuse étendue, et la Uni-DCPWM stratégie à double porteuse unifiée, seront ensuite proposées. Chacune d'elles sera évaluée analytiquement utilisant les critères présentés au chapitre 3 et comparée avec la stratégie de référence, la SVPWM, afin de montrer ses avantages et également ses inconvénients. En dernière partie, les résultats de simulation se basant sur le modèle du banc d'essai seront présentés. Ces résultats permettront de voir l'influence des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM sur l'ondulation de la tension du bus continu.

Chapitre 5 - Validation expérimentale : Dans ce chapitre, nous présenterons les différents éléments de puissance et de commande du banc d'essai. La description de réalisation pratique des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM sur un DSP sera également faite. Nous présenterons ensuite les dispositifs de mesure. Enfin, les résultats expérimentaux seront introduits pour confirmer les études analytiques et de simulation au chapitre 4.

Le mémoire se terminera par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre 1

Notions préliminaires

L'objectif de ce premier chapitre est de présenter les notions préliminaires sur la structure et la commande d'un onduleur triphasé. Les différentes grandeurs y seront introduites afin d'avoir une vision claire sur les paramètres pris en compte dans la suite du mémoire.

Dans un premier temps, la structure physique d'un onduleur triphasé est présentée. La fonction représentant l'état de chaque bras de pont y est introduite.

Dans un deuxième temps, l'aspect "commande" de l'onduleur triphasé est décrit. L'approche intersective est présentée en premier, l'approche vectorielle est introduite ensuite. Enfin, nous présenterons l'équivalence de ces deux approches.

Le chapitre se termine par une présentation des limites de fonctionnement linéaire de différentes stratégies MLI.

Sommaire

1.1	Structure générale de l'onduleur de tension à deux niveaux	14
1.2	Commande de l'onduleur triphasé	16
1.2.1	Approche MLI intersective	17
1.2.2	Approche MLI vectorielle	21
1.2.3	Equivalence des approches vectorielle et intersective	25
1.3	Limite de fonctionnement linéaire	27

1.1 Structure générale de l'onduleur de tension à deux niveaux

Les onduleurs de tension à deux niveaux (VSI : voltage source inverter en anglais) constituent une classe importante de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans les domaines d'applications très variés pour la variation de vitesse des machines électriques à courants alternatifs (variateurs industriels mais aussi pour les machines de traction pour véhicules électriques). Dans le domaine automobile, les onduleurs de tension triphasés sont utilisés pour alimenter les alterno-démarrateurs (Micro et Mild Hybrid) ou les moteurs électriques pour la propulsion principale (Full Hybrid et Full Electric) grâce à leur caractère de réversibilité de conversion d'énergie.

La figure 1.1 présente la structure électronique d'un onduleur de tension triphasé avec trois bras de pont. Chaque bras de pont (noté i avec $i = 1..3$) comprend deux interrupteurs, qui sont bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension : interrupteur haut C_i , et interrupteur bas C_{i+3} . Les six interrupteurs de l'onduleur sont constitués de transistors MOSFET (car nous travaillons sur une application en basse tension sous 12V) associés à des diodes montées en antiparallèle¹.

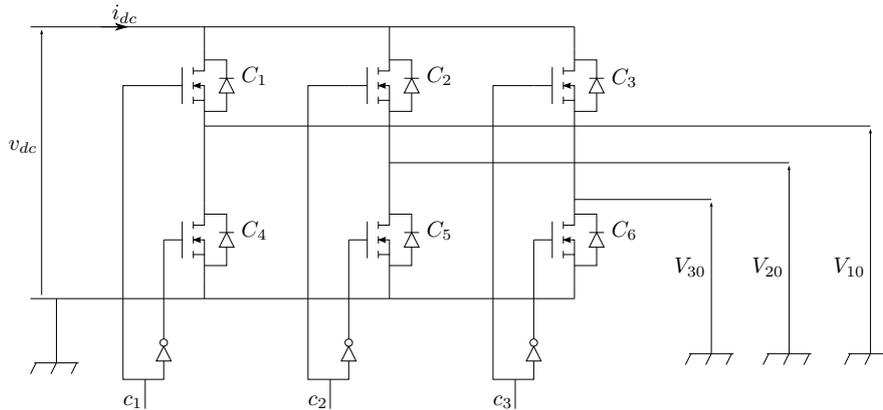


Figure 1.1 – Structure d'un onduleur de tension deux niveaux

Afin d'éviter un court-circuit de la source de tension v_{dc} (i.e. la batterie sur les systèmes embarqués), les deux transistors d'un même bras de pont ne sont jamais commandés en même temps. On ne peut donc autoriser que les deux configurations suivantes :

- C_i on, C_{i+3} off
- C_i off, C_{i+3} on

Ainsi, une seule variable binaire est requise pour décrire l'état d'un bras de pont (en négligeant le retard inter-voie²). De manière arbitraire, celle-ci est définie comme suit :

1. On notera que dans les MOSFET, des diodes antiparallèles sont structurellement présentes (mais ayant des performances médiocres en commutation)

2. La commande des deux transistors d'un même bras de pont impose la présence d'un temps mort dans les ordres de fermeture des transistors afin d'éviter le court-circuit de l'alimentation continue (fermeture simultanée de deux transistors d'un même bras de pont).

$$c_i = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } C_i \text{ est fermé et } C_{i+3} \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } C_i \text{ est ouvert et } C_{i+3} \text{ fermé} \end{cases} \quad (1.1)$$

cette fonction est communément appelée *fonction de connexion* (associée au bras i).

De par la fonction principale d'un onduleur triphasé, à savoir la conversion d'une tension continue en tensions alternatives triphasées de fréquence et amplitude variables par découpage, les ordres de commande de chaque bras de pont se basent sur la modulation de largeur d'impulsions (MLI). Avec les deux états possibles de chaque bras de pont, les tensions simples par rapport à la masse à la sortie de l'onduleur (V_{10} , V_{20} et V_{30}) ont pour expression :

$$\begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} = v_{dc} \times \begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

Les tensions V_{10} , V_{20} et V_{30} prennent deux valeurs v_{dc} ou 0 (soit tout ou rien). En appliquant judicieusement la commande de chaque bras de pont, on peut obtenir *en moyenne sur une certaine durée* (souvent la période de découpage pour les stratégies à fréquence de découpage fixe) n'importe quelle valeur des tensions V_{10} , V_{20} et V_{30} se trouvant entre 0 et v_{dc} , ceci est le principe de la MLI.

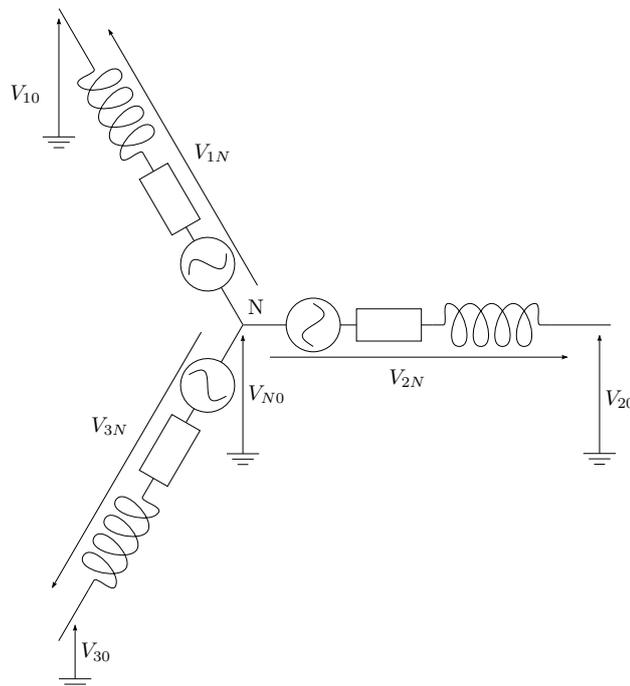


Figure 1.2 – Tensions simples par rapport à la masse et tensions simples par rapport au point neutre

Si une machine électrique est câblée en étoile (c.f. figure 1.2), la tension simple V_{1N} de la phase 1 est calculée par :

$$V_{1N} = V_{10} - V_{N0} \quad (1.3)$$

où V_{N0} est la tension du point neutre. En appliquant le théorème de Millman au point N pour le circuit à la figure 1.2, avec l'hypothèse que la machine triphasée est équilibrée, nous avons :

$$V_{N0} = \frac{V_{10} + V_{20} + V_{30}}{3} \quad (1.4)$$

En remplaçant les équations 1.2 et 1.3 dans l'équation 1.4, nous avons :

$$V_{1N} = v_{dc} \times c_1 - \frac{v_{dc}}{3} \times (c_1 + c_2 + c_3) \quad (1.5)$$

donc

$$V_{1N} = \frac{v_{dc}}{3} \times (2 \times c_1 - c_2 - c_3) \quad (1.6)$$

En appliquant les mêmes calculs pour les deux autres phases, les tensions simples aux bornes de la machine ont pour expression :

$$\begin{pmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ V_{3N} \end{pmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{pmatrix} \quad (1.7)$$

A noter que V_{N0} est également appelée la tension homopolaire (*zero sequence voltage* en anglais) de la machine électrique. Le contrôle de V_{N0} est un élément important dans les différentes stratégies MLI car il a été montré dans [JC96] qu'une même composante homopolaire ajoutée aux trois consignes tensions n'a aucune influence sur les tensions simples que voit la charge. Nous reviendrons sur ce point dans la partie "approche vectorielle" de la commande de l'onduleur triphasé.

1.2 Commande de l'onduleur triphasé

Comme présenté précédemment, la commande de l'onduleur (*i.e.* la génération des signaux de pilotage c_1, c_2, c_3) se base sur le principe de modulation de largeur d'impulsion (MLI) et peut être vue par deux approches différentes :

- L'approche intersective issue la réalisation analogique (historique) des stratégies MLI.
- L'approche vectorielle où les signaux de pilotage des trois bras de ponts sont considérés comme un vecteur global unique. Cette approche est utilisée dans le cadre de commande numérique à laquelle elle est particulièrement adaptée.

Néanmoins, ces deux approches sont équivalentes et sont décrites en détail dans les paragraphes suivants.

1.2.1 Approche MLI intersective

Cette approche de génération du signal de pilotage c_i du bras de pont i consiste à comparer un signal de référence, également appelé modulante, avec une porteuse à haute fréquence f_d , d'où son nom MLI intersective. La figure 1.3 présente un exemple où la modulante est une sinusoïde pure de fréquence f_f et la porteuse est de type "triangle symétrique". De cette manière, la valeur moyenne du signal de pilotage (également appelé le rapport cyclique) sur une période de porteuse est égale à la valeur instantanée de la modulante³. Bien évidemment, le découpage fait apparaître des harmoniques de tension en sortie d'onduleur autour de la fréquence de la porteuse et de ses multiples. Avec la caractéristique filtrante des machines électriques (modèle $R-L$), seule la composante fondamentale des courants de charge peut se développer (à condition d'avoir un rapport des fréquences $N = f_d/f_f \gg 1$).

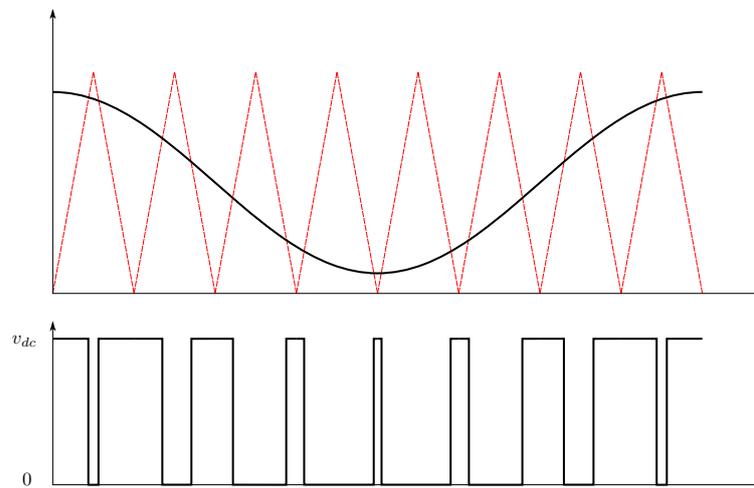


Figure 1.3 – *Le principe de la modulation de largeur d'impulsion*

Si la modulante est une sinusoïde pure, il s'agit de la MLI sinusoïdale, ou SPWM pour *Sinusoidal Pulse Width Modulation* en anglais. C'est sur cette stratégie que les grandeurs fondamentales des différentes techniques de modulation seront introduites :

L'indice de modulation (ou **facteur de modulation**) m caractérisant l'amplitude de la modulante (et donc l'amplitude des tensions fournies à la charge) est définie par :

$$m = \frac{\hat{V}_*}{\hat{V}_p} = \frac{\hat{V}_m}{E/2} \quad (1.8)$$

où \hat{V}_* est la valeur crête de la sinusoïde, \hat{V}_p est la valeur crête de la porteuse et E^4 est

3. A condition d'avoir une consigne quasiconstante sur la période de la porteuse

4. $E = v_{dc}$ si on suppose que la tension du bus continu ne fluctue pas.

la tension aux bornes de la batterie . Une autre définition caractérisant l'amplitude de modulante dénommée **profondeur de modulation** M est aussi fréquemment utilisée :

$$M = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_{sixstep}} = \frac{\hat{V}_m}{2E/\pi} \quad (1.9)$$

où $\hat{V}_{sixstep}$ est la tension crête du fondamental correspondante à la modulation pleine onde (*six step modulation* en anglais). La relation entre m et M est :

$$M = \frac{\pi}{4} \times m \quad (1.10)$$

Dans ce mémoire, seul l'indice de modulation m sera utilisé pour présenter les résultats des études.

Comme indiqué précédemment, **le rapport des fréquences** N est défini par :

$$N = \frac{f_d}{f_f} \quad (1.11)$$

où f_d est la fréquence de la porteuse (également appelée la fréquence de découpage par l'abus de langage), f_f est la fréquence de la sinusoïde. Pour éviter les harmoniques de rang faible responsables du phénomène de battement similaire au repliement de spectre dans les systèmes analogiques/numériques échantillonnés), ce rapport N doit être supérieur à 20 (règle empirique communément admise).

Face à l'utilisation grandissante de processeurs dans les systèmes électroniques, Bowes a proposé les méthodes d'échantillonnage naturel (ou régulier) de la modulante [BOW75b, BOW75a, BM85, GRA81]. Cette méthode est utilisée pour les simulations présentées dans ce mémoire (mais aussi au niveau expérimental dans la mesure où les commandes MLI sont générées par un DSP).

Sur un onduleur triphasé, la technique MLI intersective avec une seule porteuse est utilisée (*c.f.* figure 1.4) pour générer les signaux de pilotage des trois bras de pont. Définissons v_i^* comme la sinusoïde de référence normalisée du bras de pont i , nous avons les signaux de référence normalisés des trois bras de pont comme suit :

$$\begin{cases} v_1^* &= \frac{v_a^*}{E/2} = m \times \cos(\theta) \\ v_2^* &= \frac{v_b^*}{E/2} = m \times \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3^* &= \frac{v_c^*}{E/2} = m \times \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.12)$$

et les modulantes mod_i normalisées sont définies comme la somme des sinusoïdes normalisées avec l'homopolaire v_{n0} : $mod_i = v_i^* + v_{n0}$, donc :

$$\begin{cases} mod_1 &= m \times \cos(\theta) + v_{n0} \\ mod_2 &= m \times \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_{n0} \\ mod_3 &= m \times \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + v_{n0} \end{cases} \quad (1.13)$$

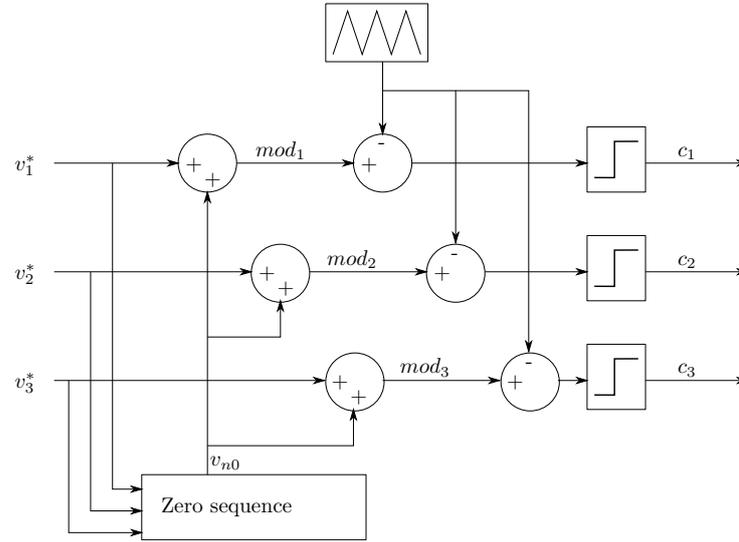


Figure 1.4 – Principe de génération des signaux de pilotage pour un onduleur de tension triphasé

Remarque : Dans ce contexte, la porteuse (triangulaire) est de valeur moyenne nulle et l'amplitude égale à 1 (2 crête-à-crête).

L'ajout d'une même composante homopolaire v_{n0} aux trois sinusoïdes induit la conséquence suivante : les tensions moyennes normalisées par rapport à $E/2$ (référéncée par rapport à la borne - de la batterie) aux sorties de l'onduleur ont pour expression la suivante :

$$\begin{cases} v_{10} = m \times \cos(\theta) + v_{n0} \\ v_{20} = m \times \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + v_{n0} \\ v_{30} = m \times \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + v_{n0} \end{cases} \quad (1.14)$$

En appliquant l'équation 1.4, la tension normalisée par rapport à $E/2$ du point neutre (référéncée par rapport à la borne - de la batterie) est :

$$v_{N0} = \frac{v_{10} + v_{20} + v_{30}}{3} = v_{n0} \quad (1.15)$$

Les tensions simples normalisées (référéncées par rapport au point neutre de la charge en étoile) que voit la charge sont :

$$\begin{cases} v_{1N} = v_{10} - v_{N0} = m \times \cos(\theta) \\ v_{2N} = v_{20} - v_{N0} = m \times \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{3N} = v_{30} - v_{N0} = m \times \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.16)$$

Autrement dit, l'ajout d'une composante homopolaire n'a pas d'influence sur la tension que voit la charge.

Grâce à cette propriété, plusieurs stratégies MLI ont été proposées dans la littérature afin d'améliorer le fonctionnement de l'onduleur par rapport à différents critères définis par les utilisateurs. Ces différentes stratégies seront présentées dans le chapitre 2 (études bibliographiques).

On notera que la porteuse peut prendre plusieurs formes différentes. Parmi elles, les plus courantes sont : porteuse symétrique (c.f. fig.1.5a), porteuse en dent de scie (c.f. fig.1.5b et fig.1.5c) ou porteuse à pentes aléatoires (c.f. fig.1.5d) à fréquence fixe ou pas. Ici, la porteuse symétrique est choisie pour illustrer la génération des signaux de pilotage des bras de pont.

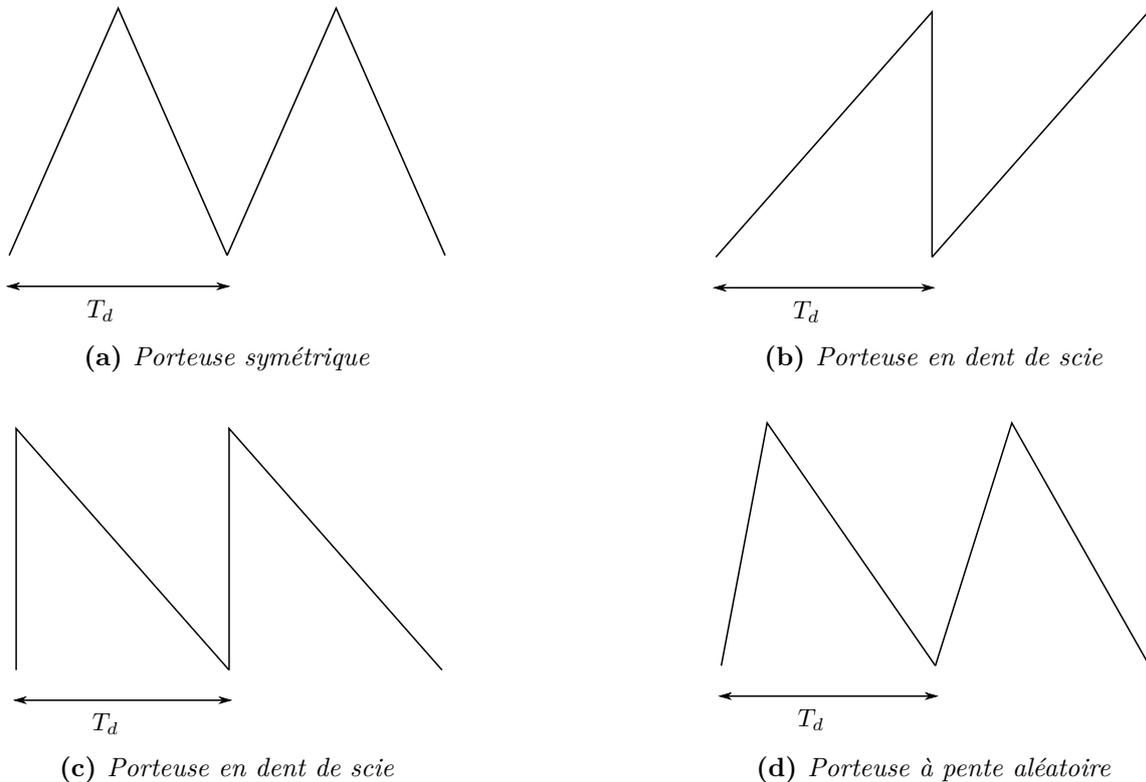


Figure 1.5 – *Les formes de porteuse*

Les notions nécessaires pour comprendre les stratégies MLI du point de vue intersectif étant présentées, il est maintenant intéressant de voir les MLI au travers de l'approche vectorielle dans le plan $\alpha\beta$.

1.2.2 Approche MLI vectorielle

Contrairement à l'approche intersective qui voit la génération des signaux de pilotage de chaque bras de pont de manière indépendante, l'approche vectorielle considère l'ensemble des états de la tension en sortie des trois bras de pont comme un vecteur unique dans le plan $\alpha\beta$ grâce à la transformation triphasée-diphasée basée sur la matrice de Clarke (ou de Concordia). Pour commencer, la transformation triphasée-diphasée des tensions en sortie d'un onduleur triphasé est présentée.

La transformation de Clarke (retenue ici) est un outil mathématique qui permet de modéliser un système triphasé à homopolaire nulle par un modèle diphasé équivalent selon la formule :

$$(\mathbf{x3}) \triangleq C_{32}(\mathbf{x2}) \quad (1.17)$$

où $C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$ est appelée matrice de Clarke, $(\mathbf{x2}) = \begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix}$ est le vecteur

dans le repère diphasé orthonormé $\alpha\beta$, $(\mathbf{x3}) = \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix}$ est le vecteur dans le repère triphasé.

Il est intéressant de rappeler deux des propriétés importantes de la matrice de Clarke qui sont exprimées par les équations suivantes :

$$C_{32}^t C_{32} = \frac{3}{2} I_2 \quad (1.18)$$

$$C_{32}^t \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.19)$$

où I_2 est la matrice d'identité 2x2.

En appliquant cette propriété à l'équation 1.17, nous obtenons la transformation triphasée-diphasée comme suit :

$$(\mathbf{x2}) \triangleq \frac{2}{3} C_{32}^t (\mathbf{x3}) \quad (1.20)$$

Si nous avons 3 tensions déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ chacune :

$$\begin{cases} v_a^* = V_0 \cos \theta \\ v_b^* = V_0 \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ v_c^* = V_0 \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.21)$$

La transformée en repère diphasé $\alpha\beta$ du vecteur $\begin{pmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{pmatrix}$ est :

$$\vec{V}^* = \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \frac{2}{3} C_{32}^t \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = V_0 \begin{pmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{pmatrix} \quad (1.22)$$

la trajectoire du vecteur de transformée de Clarke décrit un cercle dans le repère $\alpha\beta$, avec le rayon V_0 . En régime permanent sinusoïdal, nous avons $\theta = \omega t + \theta_0$ où ω est la pulsation des trois tensions simples v_a^* , v_b^* et v_c^* qui correspond en représentation vectorielle à la vitesse angulaire de rotation du vecteur tournant équivalent \vec{V}^* dans le repère de Clarke ($\alpha\beta$). Une rotation complète de \vec{V}^* (θ de 0 à 2π) correspond à une période fondamentale des tensions simples.

Appliquons la transformation de Clarke aux tensions simples de la charge en sortie de l'onduleur, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \vec{v}_k &= \frac{2}{3} \cdot C_{32}^t \cdot \begin{pmatrix} V_{1N} \\ V_{2N} \\ V_{3N} \end{pmatrix} \\ &= \frac{2}{3} \cdot C_{32}^t \cdot \begin{pmatrix} V_{10} - V_{N0} \\ V_{20} - V_{N0} \\ V_{30} - V_{N0} \end{pmatrix} \\ &= \frac{2}{3} \cdot C_{32}^t \cdot \begin{pmatrix} V_{10} \\ V_{20} \\ V_{30} \end{pmatrix} - \underbrace{\frac{2}{3} \cdot V_{N0} \cdot C_{32}^t \cdot \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{pmatrix}}_{\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}} \\ &= \frac{2}{3} \cdot v_{dc} \cdot C_{32}^t \cdot \begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{pmatrix} \\ &= \frac{4}{3} \cdot \frac{v_{dc}}{2} \cdot C_{32}^t \cdot (\mathbf{c}_3) \end{aligned} \quad (1.23)$$

Comme indiqué précédemment, chaque ordre de commande c_i peut prendre 2 valeurs, le vecteur de commande (\mathbf{c}_3) prend donc huit valeurs possibles. Par conséquent, il existe donc huit vecteurs discrets de tension en sortie de l'onduleur \vec{v}_k (exprimé en Volts).

Définissons \vec{V}_k comme vecteur normalisé (sans unité) du vecteur \vec{v}_k par rapport à $\frac{v_{dc}}{2}$, *i.e.* :

$$\vec{V}_k = \frac{v_{dc}}{2} \vec{v}_k \quad (1.24)$$

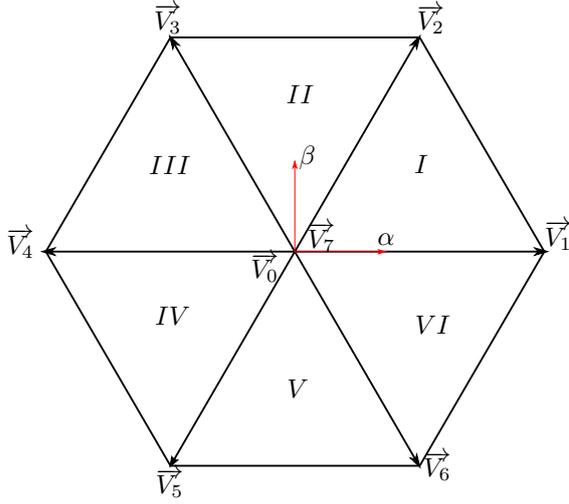


Figure 1.6 – Vecteurs tension de sortie de l'onduleur

Vecteur	c_1	c_2	c_3
\vec{V}_0	0	0	0
\vec{V}_1	1	0	0
\vec{V}_2	1	1	0
\vec{V}_3	0	1	0
\vec{V}_4	0	1	1
\vec{V}_5	0	0	1
\vec{V}_6	1	0	1
\vec{V}_7	1	1	1

Table 1.1 – Tableau des vecteurs tension de sortie de l'onduleur

Dans le plan $\alpha\beta$, huit vecteurs \vec{V}_k sont illustrés à la figure 1.6. La correspondance des états des 3 bras de pont avec les vecteurs est reportée à la table 1.1. Les vecteurs \vec{V}_k ($k \in [1..6]$) sont appelés vecteurs actifs, les deux vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7 sont appelés vecteurs nuls (ou vecteurs de roue libre). Les vecteurs actifs divisent le plan $\alpha\beta$ en six différents secteurs (notés de I à VI).

De manière générale, nous associerons à tout vecteur $\vec{X} = (x_\alpha, x_\beta)^t$ dans le plan $\alpha\beta$ à un nombre complexe (ou *phaseur*) $\bar{X} = x_\alpha + jx_\beta$ qui sont deux représentations équivalentes de la même grandeur. Ainsi, sous forme complexe, nous avons :

$$\vec{V}_k = \begin{cases} \frac{4}{3} \times e^{j \cdot \frac{(k-1)\pi}{3}} & \text{pour } k \in 1, 2, 3, 4, 5, 6 \\ 0 & \text{pour } k \in 0, 7 \end{cases} \quad (1.25)$$

Il est utile de noter que si la transformation de Clarke est appliquée aux tensions simples de la charge (V_{1N} , V_{2N} et V_{3N}), le vecteur obtenu dans le repère $\alpha\beta$ est le même que celui obtenu quand la transformation est appliquée aux tensions simples référencées par rapport à la masse (V_{10} , V_{20} et V_{30}). Cette constatation dans le cadre vectoriel est parfaitement cohérente avec celle établie dans le cadre intersectif. Ceci, une fois de plus, confirme que *la composante homopolaire n'a aucune influence sur les tensions simples que voit la charge*.

La transformation de Clarke des trois sinusoïdes de consigne normalisées déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ exprimées à l'équation 1.12 ou des trois modulantes exprimées à l'équation 1.13 est un vecteur dans plan $\alpha\beta$ d'amplitude constante m et tournant à la vitesse angulaire $\omega = \frac{d\theta}{dt}$.

Afin de tenir compte du mouvement de la composante homopolaire, Capitaneanu [CAP02] a proposé une représentation tridimensionnelle des vecteurs "tensions de sortie" de l'onduleur. Pour générer un vecteur de consigne \vec{V}^* se trouvant dans le plan $\alpha\beta$, il est possible d'avoir une infinité de vecteurs de consigne dans l'espace tridimension-

nel dont la projection sur le plan $\alpha\beta$ est \vec{V}^* . La figure 1.7 montre 3 possibilités dans l'espace pour un seul vecteur de consigne dans le plan $\alpha\beta$. Ces vecteurs se différencient les uns des autres par la valeur de la composante homopolaire.

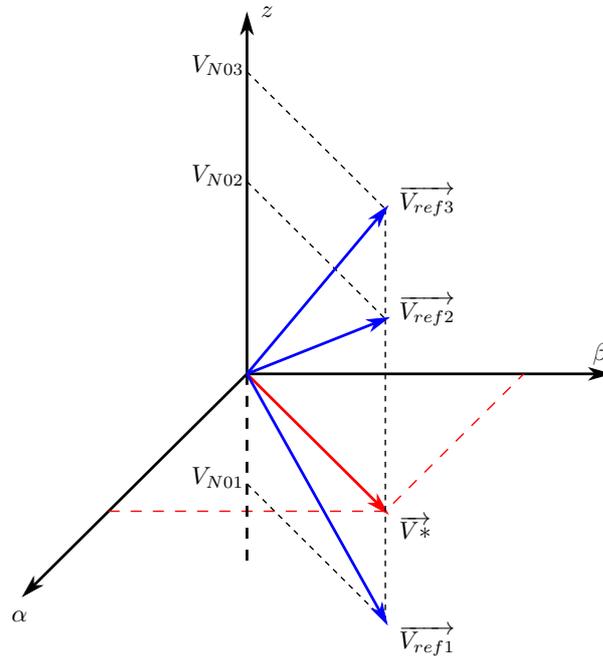


Figure 1.7 – Trois possibilités de vecteur de consigne dans l'espace pour un vecteur de consigne dans le plan $\alpha\beta$

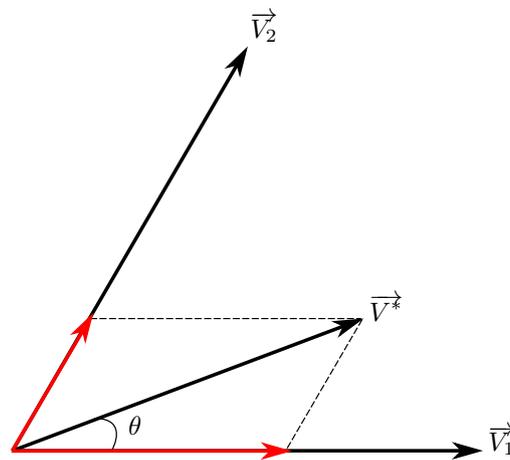


Figure 1.8 – Principe vectoriel de génération du vecteur de référence

Pour illustrer le principe de MLI avec l'approche vectorielle, nous prenons le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur I (c.f. figure 1.8). Pendant une période de découpage T_d (ou *échelle microscopique*), le vecteur de référence est généré en moyenne par la relation :

$$t_1 \vec{V}_1 + t_2 \vec{V}_2 = T_d \vec{V}^* \quad (1.26)$$

où t_1, t_2 sont les durées pendant lesquelles les vecteurs \vec{V}_1, \vec{V}_2 sont appliqués. Leurs valeurs sont déterminées au moyen des relations

$$\begin{aligned} \frac{t_1}{T_d} &= \frac{\sqrt{3}}{2}m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ \frac{t_2}{T_d} &= \frac{2}{\sqrt{3}}m \sin(\theta) \end{aligned} \quad (1.27)$$

Et la période de découpage T_d est complétée par la durée d'application des vecteurs nuls (\vec{V}_0 et \vec{V}_7) :

$$t_0 + t_7 = T_d - t_1 - t_2 \quad (1.28)$$

Cette démarche s'applique également pour les autres secteurs de l'hexagone. Les seules modifications sont les vecteurs actifs appliqués qui sont ceux qui délimitent le secteur dans lequel se trouve \vec{V}^* . Ainsi, la répartition des vecteurs appliqués au cours des périodes de découpage successives change au fur et à mesure que le vecteur de consigne \vec{V}^* décrit un tour complet. On parle alors de l'*échelle macroscopique* (l'échelle de la période fondamentale).

A ce niveau, aucun choix de répartition des durées d'application des vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7 n'est faite : elles dépendent de la stratégie MLI utilisée (*i.e.* la valeur de l'homopolaire). Par exemple, la stratégie SVPWM consiste à répartir en parts égales les durées d'application des vecteurs nuls (d'où son autre nom de MLI barycentrique), nous avons donc :

$$t_0 = t_7 = (T_d - t_1 - t_2)/2 \quad (1.29)$$

1.2.3 Equivalence des approches vectorielle et intersective

Chaque stratégie MLI peut être présentée par l'approche intersective et par l'approche vectorielle.

La figure 1.9 établit l'équivalence, à l'échelle de la période de découpage, de ces deux approches pour la stratégie MLI sinusoidale (SPWM) et une stratégie MLI où une composante homopolaire est ajoutée aux trois tensions de consignes sinusoidales. Dans la sous-figure de gauche, les signaux de commande des trois bras de pont sont générés directement par la comparaison des trois consignes de tensions v_1^*, v_2^*, v_3^* avec la porteuse triangulaire (de type montant-descendant) tandis que dans la sous-figure à droite, les trois consignes v_i^* sont affectées par une même composante homopolaire v_{n0} : on appellera alors ces nouveaux signaux de consigne *mod_i* (modulantes).

Il peut alors noter que les deux stratégies MLI produisent la même séquence des vecteurs en sortie de l'onduleur 7-2-1-0-0-1-2-7 (7 signifie \vec{V}_7 , 1 signifie \vec{V}_1 et ainsi suite) et que les durées d'application des deux vecteurs actifs \vec{V}_1 et \vec{V}_2 sont les mêmes. La seule

différence se trouve au niveau de la répartition de durée d'application des vecteurs nuls. Il est clair que pour obtenir ce résultat, la porteuse doit être la même dans les deux cas.

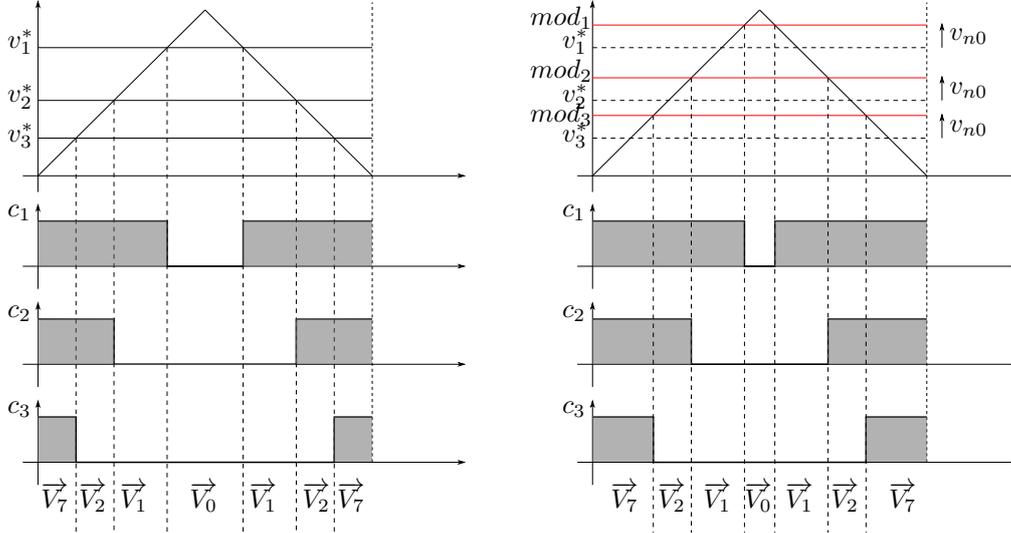


Figure 1.9 – Les vecteurs de sortie sur une période de découpage pour la SPWM (à gauche) et une MLI quelconque (à droite)

Il est donc possible d'établir un lien sur ces figures, à l'échelle du découpage, entre ces deux approches d'une même stratégie MLI. Elles permettent en outre de calculer aisément les temps d'application de chaque vecteur pendant une période de découpage. Par exemple, pour la sous-figure de droite quand la porteuse varie entre -1 et 1, les rapports cycliques des trois bras de pont sont :

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{1}{2}(mod_1 + 1) \\ \alpha_2 = \frac{1}{2}(mod_2 + 1) \\ \alpha_3 = \frac{1}{2}(mod_3 + 1) \end{cases} \quad (1.30)$$

Les temps d'application de chaque vecteur en sortie de l'onduleur sur chaque période de découpage T_d sont :

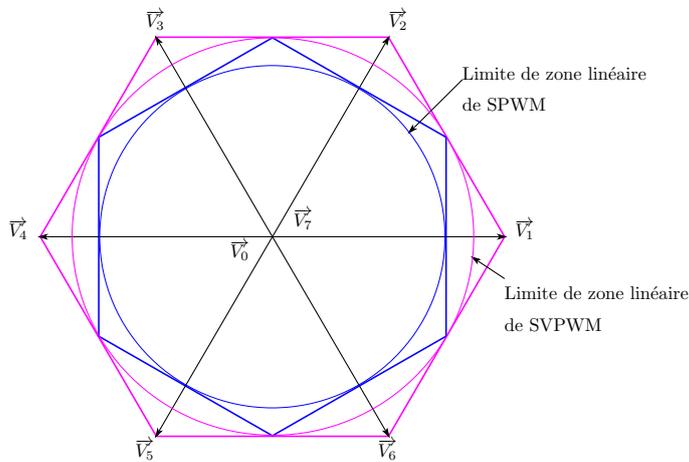
$$\begin{cases} t_0 = T_d \times (1 - \alpha_1) \\ t_1 = T_d \times (\alpha_1 - \alpha_2) \\ t_2 = T_d \times (\alpha_2 - \alpha_3) \\ t_7 = T_d \times (\alpha_3) \end{cases} \quad (1.31)$$

où t_0, t_1, t_2, t_7 sont les durées d'application des vecteurs $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2,$ et \vec{V}_7 respectivement.

1.3 Limite de fonctionnement linéaire

Quand l'amplitude de la tension en sortie de l'onduleur est proportionnelle à la valeur de l'indice de modulation m , le fonctionnement est qualifié de linéaire. De ce fait, il faut que la valeur crête de la modulante soit inférieure à celle de la porteuse. Le tableau 1.2 décrit les limites de la zone linéaire (en terme de valeur de l'amplitude de tension de consigne) de deux stratégies MLI : SPWM et SVPWM. La stratégie MLI sinusoïdale a une zone linéaire moins importante que la stratégie SVPWM. Il a été montré que la valeur limite de la zone linéaire pour la stratégie SVPWM est également la valeur limite absolue de zone linéaire pour un onduleur à deux niveaux.

La figure 1.10 présente les limites de zone linéaire dans le plan $\alpha\beta$. Pour la SPWM, c'est le cercle inscrit dans le petit hexagone, pour SVPWM c'est le cercle inscrit dans le grand hexagone.



Stratégie	m	M
SPWM	1	$\frac{\pi}{4}$
SVPWM	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{2\sqrt{3}}$

Table 1.2 – *Tableau de limite de zone linéaire pour différentes stratégies MLI*

Figure 1.10 – *Limite de zone linéaire dans la plan $\alpha\beta$*

Conclusion

Ce chapitre présente les notions préliminaires et nécessaires pour la suite sur la structure et la commande d'un onduleur triphasé. Les deux approches pour la représentation des stratégies MLI ont été définies. Ces approches permettent de voir sous deux angles différents une même stratégie MLI. Selon le critère d'étude, une approche peut être plus avantageuse que l'autre.

Les grandeurs de base comme l'indice de modulation ont aussi été introduites.

Enfin, la notion de composante homopolaire et son influence sur la tension maximale que peut voir la charge ont également été présentées. Ceci est la base de différentes stratégies MLI proposées dans la littérature car cette composante modifie la distribution de temps d'application des vecteurs nuls et donc modifie la qualité de tension fournie à la charge, la zone linéaire de la stratégie MLI ou encore les pertes par commutation de l'onduleur. Ces différentes stratégies MLI seront présentées au chapitre suivant consacré à la bibliographie.

Chapitre 2

Etude bibliographique

L'objectif de ce chapitre est de présenter la bibliographie consacrée aux stratégies MLI existantes dans la littérature. Nous commençons par la présentation des facteurs influençant la durée de vie des condensateurs électrochimiques. Les stratégies d'injection d'harmonique trois, la stratégie "space vector" et les stratégies discontinues sont présentées ensuite. Enfin, la stratégie à double porteuse, un point de départ important pour les investigations qui suivront, avec ses performances et ses limites est introduite.

Sommaire

2.1	Durée de vie des condensateurs électrochimiques	30
2.2	Les stratégies d'injection d'harmonique trois THIPWM .	32
2.3	La stratégie space vector SVPWM	32
2.4	Les stratégies MLI discontinues DPWM	34
2.5	La stratégie à double porteuse	39

2.1 Durée de vie des condensateurs électrochimiques

De par les contraintes de volume dans les systèmes embarqués, les condensateurs électrochimiques sont utilisés comme condensateurs de découplage à l'entrée de l'onduleur du fait de leur forte capacité volumique. Malheureusement, ces derniers sont une cause récurrente de défaillance et constituent le point faible en terme de fiabilité du système complet. Il est donc intéressant de voir les facteurs qui ont une influence sur le vieillissement de ce type de composant.

Comme présenté dans [han05], les principaux facteurs qui ont une influence sur le vieillissement des condensateurs électrochimiques sont : les contraintes mécaniques, l'échauffement excessif, les surtensions, la fréquence des cycles charge-décharge, etc... En particulier, l'échauffement va entraîner l'évaporation de l'électrolyte induisant une chute de la capacité et une augmentation de la résistance série équivalente (ESR). Il est clair qu'une des causes de l'échauffement du condensateur est l'effet Joule lié directement à la valeur efficace du courant absorbé.

La durée de vie estimée d'un condensateur électrochimique peut être exprimée en utilisant la formule suivante [han05] :

$$D = D_0 \times K_{temp} \times K_{tension} \times K_{idc} \quad (2.1)$$

où D_0 est la durée de vie optimale du condensateur, les autres facteurs étant des coefficient d'accélération du vieillissement (inférieurs à 1) qui sont respectivement en fonction de la température, de la tension de fonctionnement et de la valeur efficace de l'ondulation du courant absorbé par l'onduleur (*i.e.* idéalement le courant efficace dans le condensateur).

Dans [MB08] une formule analytique du coefficient K_{idc} , qui s'applique à la plupart des condensateurs chimiques, est donnée comme suit :

$$K_{idc} = 2 \left(1 - \left(\frac{\sum^n I_n / f_n}{I_0 \cdot f_0} \right)^2 \right)^{\frac{\Delta T_0}{5}} \quad (2.2)$$

où ΔT_0 signifie l'augmentation de la température du coeur du condensateur, I_0 et f_0 , donnés par le constructeur, sont respectivement l'amplitude et la fréquence du courant nominal absorbable par le condensateur, I_n et f_n sont respectivement l'amplitude et la fréquence des composantes harmoniques totales du courant absorbé par le condensateur.

En principe, une réduction de valeur efficace du courant absorbé permet d'obtenir :

- un coefficient K_{idc} plus grand
- un coefficient $K_{tension}$ plus grand car l'ondulation de tension est proportionnelle à l'ondulation de courant et à l'impédance du bus continu vue par l'onduleur (par

conséquent, la réduction du courant efficace dans les condensateurs de découplage permet également une réduction de l'ondulation de la tension du bus continu)

- un coefficient K_{temp} plus grand car il y a moins de pertes dans les condensateurs (les pertes étant proportionnelles au carré de courant efficace absorbé)

Autrement dit, une réduction de valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage permet d'avoir une durée de vie plus longue de ces derniers car on vient de voir les trois facteurs influençant D sont impactés de la même manière (en augmentation). Par conséquent, si une stratégie de modulation permet de réduire ce courant efficace, nous serons capables soit :

- d'augmenter la durée de vie et le rendement du convertisseur (pour un dimensionnement fixé)
- de diminuer la taille et le poids des condensateurs de découplage (à contraintes et durée de vie fixées pour les condensateurs)

Comme on vient de le voir, le point clé du problème porte sur la réduction du courant efficace dans les condensateurs car tous les autres facteurs en dépendent. C'est pour cette raison que les travaux présentés dans ce mémoire se focalisent sur la réduction de ce courant efficace. Nous n'agissons pour cela que sur la stratégie de commande des interrupteurs constituant l'onduleur : aucune modification de la structure ne sera requise et aucun composant ne sera ajouté dans le système.

Avant de présenter ces stratégies, il convient de dresser un état de l'art des techniques de modulation rencontrées dans la littérature, ce qui fait l'objet des paragraphes suivants. Une stratégie basique (SPWM) a été présentée au chapitre précédent, et il a été montré que cette dernière n'exploitait pas au mieux la tension disponible en entrée du bus continu dans son régime de fonctionnement linéaire. Des améliorations basées sur l'ajout d'une composante homopolaire ont été proposées pour atteindre un fonctionnement optimal : les stratégies à injection d'harmonique trois (THIPWM) et la stratégie "space vector" (SVPWM). Ces stratégies sont présentées aux sections 2.2 et 2.3. Du point de vue de la charge, ces techniques sont équivalentes et on peut même proposer une infinité d'autres solutions (tout du moins quand on reste éloigné de la limite de fonctionnement linéaire). Cette richesse des solutions a conduit à rechercher de nouvelles stratégies améliorant d'autres aspects du fonctionnement de l'onduleur. Parmi ceux-ci, la réduction des pertes par commutations constitue un enjeu majeur notamment dans les applications embarquées où les organes de refroidissement peuvent poser problème en termes d'encombrement et de poids. Dans cette optique, les stratégies discontinues DPWM constituent une solution attrayante et sont présentées à la section 2.4. Pour finir, la section 2.5 illustre un début de solution à la réduction du courant efficace dans les condensateurs de découplage au travers d'une technique de modulation à double porteuse (DCPWM) alors que les autres stratégies (THIPWM, SVPWM et DPWM) reposent sur l'utilisation d'une seule porteuse.

2.2 Les stratégies d'injection d'harmonique trois THIPWM

Dans un souci d'amélioration de la zone linéaire des stratégies MLI, plusieurs investigations ont été menées [MON97]. En ajoutant une composante homopolaire de fréquence trois fois plus importante que le fondamental de forme :

$$v_{n0} = A \times \cos(3 \times \omega t + \theta_0) \quad (2.3)$$

il est possible d'étendre la zone linéaire de la stratégie SPWM en choisissant la bonne valeur de A .

Il a été montré que l'optimum en terme de linéarité est obtenu avec $A = 1/6$ [MON97] : cette stratégie est dénommée THIPWM6. Avec la valeur $A = 1/4$, cette stratégie dénommée THIPWM4 permet de minimiser les harmoniques de tension fournis à la charge.

La valeur limite de la zone linéaire pour ces deux stratégies est :

- $m = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.1547$ pour THIPWM6
- $m = \frac{36}{7\sqrt{21}} = 1.1223$ pour THIPWM4

Malgré leurs avantages, ces stratégies sont rarement utilisées : la stratégie SVPWM, qui offre les même performances, s'avère plus adaptée pour un fonctionnement en régime transitoire avec une implémentation numérique.

2.3 La stratégie space vector SVPWM

Une des stratégies MLI les plus utilisées est la modulation du vecteur d'espace (ou barycentrique) (Space Vector PWM ou SVPWM en anglais). Cette stratégie permet d'avoir la zone de linéarité maximale, un taux de distorsion harmonique de tension faible et une implémentation simple en temps réel sur support numérique (microcontrôleur, DSP, FPGA).

Du point de vue vectoriel, le principe de cette stratégie est de distribuer également le temps d'application des deux vecteurs de roue libre pendant une période de découpage T_d [HVDB88, SO89], *i.e.*

$$t_0 = t_7 \quad (2.4)$$

Les temps d'application des vecteurs actifs (deux vecteurs adjacents bordant le secteur dans lequel la référence est localisée) sont obtenus grâce à la projection du vecteur de référence sur ces derniers.

D'un point de vue intersectif, grâce à la propriété de distribution égale des vecteurs de roue libre, la composante homopolaire peut être déterminée aisément [KZ02]. Sa valeur est :

$$v_{n0} = \frac{1}{2}v_i \quad (2.5)$$

où

$$|v_i| = \min(|v_1^*|, |v_2^*|, |v_3^*|) \quad i \in [1, 2, 3] \quad (2.6)$$

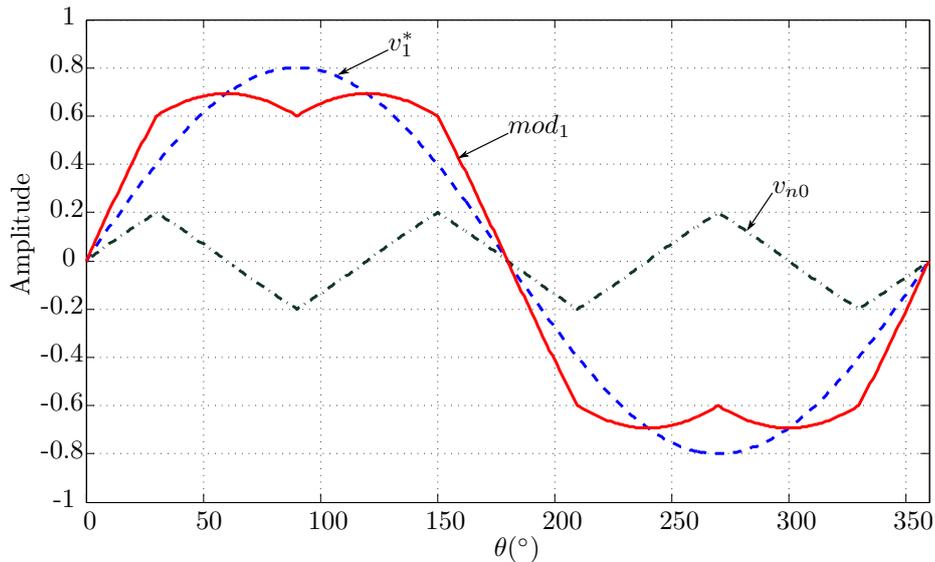


Figure 2.1 – La modulante de la stratégie SVPWM

La figure 2.1 présente la modulante, la consigne sinusoïdale et l'homopolaire de la SVPWM pour $m = 0.8$. On peut constater que la valeur crête de la modulante est plus faible que celle de la sinusoïde, donc la zone linéaire de la SVPWM est élargie par rapport à celle de la SPWM. La valeur limite de zone linéaire pour cette stratégie est $m = \frac{2}{\sqrt{3}}$.

Grâce à ses avantages, la stratégie SVPWM est la plus utilisée pour la commande des onduleurs triphasés. C'est pour cette raison que cette stratégie est choisie comme stratégie de référence pour la suite du mémoire.

Toutes les stratégies MLI présentées précédemment y compris la SVPWM peuvent être classées dans la famille des stratégies MLI continues (CPWM) de par la forme (mathématiquement continue) de leur modulante. Des études analytiques ont montré qu'en terme de pertes par commutation, ces stratégies conduisent au même résultat, on reviendra sur ce sujet dans chapitre 3. Dans la section suivante, nous présenterons les stratégies discontinues qui permettent une réduction de pertes par commutations par rapport aux CPWM.

2.4 Les stratégies MLI discontinues DPWM

La réduction des pertes par commutations via la commande de l'onduleur a fait l'objet de nombreuses investigations [KTI88, JKZ91, DEP77, SO89, JK91, AHL98]. Pour cela, l'idée principale est de garder l'état d'un bras de pont inchangé pendant chaque période de découpage. A partir de ce concept initial, toute une famille de stratégies MLI dites MLI discontinues (DPWM) s'est constituée :

- DPWMMAX, DPWMMIN[KTI88] où chaque bras de pont est gardé à l'état haut (ou bas resp.) pendant un tiers de période fondamentale. Ces stratégies sont rarement utilisées à cause de la distribution des pertes par commutations non équilibrée entre les deux interrupteurs sur chaque bras de pont.
- DPWM0[JKZ91], DPWM1[DEP77], DPWM2[SO89], DPWM3[JK91] où chaque bras de pont est gardé à l'état haut et à l'état bas ; chacun pendant un sixième de la période fondamentale. Ces stratégies se différencient les unes des autres par la position de blocage vis-à-vis la période fondamentale. Par conséquent, chacune est optimale en terme des pertes par commutation pour une valeur de facteur de puissance de la charge.

Récemment, Hava *et al* ont proposé la stratégie MLI discontinue généralisée (GDPWM) [AHL98] qui permet de minimiser les pertes par commutation dans une large gamme de facteur de puissance de la charge notamment dans la zone où ce dernier est proche de l'unité. La figure 2.2 illustre la performance en terme de pertes par commutation des stratégies DPWM par rapport à la stratégie SVPWM. On constate que la stratégie GDPWM permet de réduire les pertes par commutation jusqu'à 50% par rapport à la stratégie SVPWM.

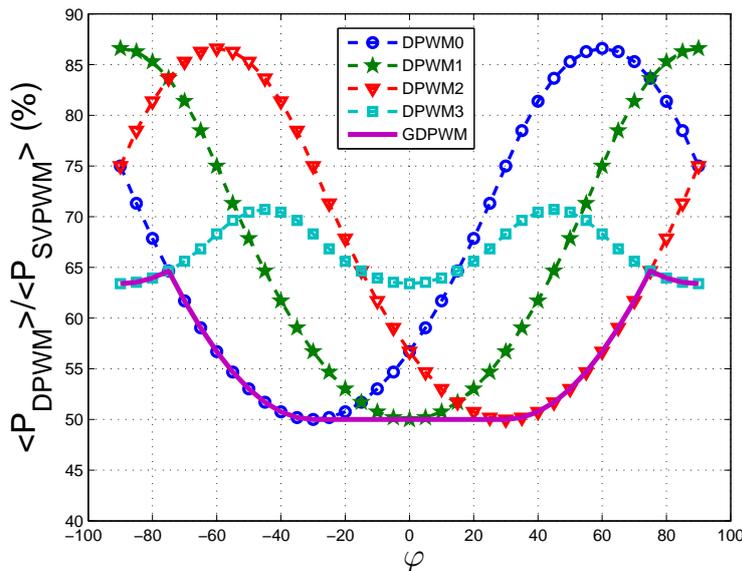


Figure 2.2 – Rapport entre les pertes par commutation des stratégies DPWM et celles de la stratégie SVPWM en fonction du facteur de puissance de la charge

Cependant, en pratique, l'implémentation de cette stratégie sur DSP pose quelques difficultés. En effet, il faut connaître le facteur de puissance de la charge afin d'appliquer la stratégie DPWM optimale correspondante. Des calculs supplémentaires pour l'estimation du facteur de puissance de la charge sont donc requis. Afin de pallier cette difficulté, nous avons proposé une méthode d'implémentation numérique pour la stratégie GDPWM, dénommée la DDT-GDPWM, dans [NGU09]. Elle consiste à calculer la composante homopolaire optimale à chaque période de découpage afin de minimiser les pertes par commutations en se basant sur la valeur des consignes des tensions et sur les valeurs instantanées mesurées des courants de charge (à chaque période de découpage). Ainsi, aucune connaissance *a priori* du facteur de puissance de la charge n'est requise. Le principe de fonctionnement et la performance en terme des pertes par commutation de la DDT-GDPWM sont illustrés aux figures 2.3 et 2.4 respectivement. A chaque période de découpage, on a le choix de mettre en butée le bras de pont dont la valeur de consigne est la plus haute ou le bras de pont dont la valeur de consigne est la plus basse. Le choix entre ces deux possibilités est alors effectué en mettant effectivement en butée le bras dans lequel circule le courant le plus élevé (i.e. celui dans lequel les pertes par commutation seraient les plus élevées si des commutations avaient lieu).

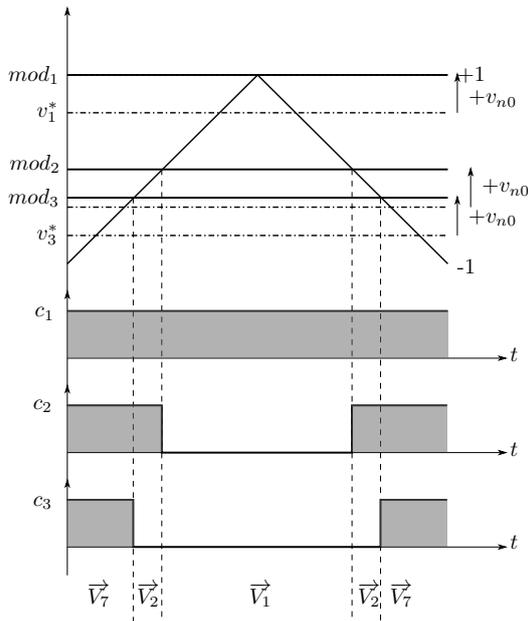


Figure 2.3 – Séquence du signal de pilotage de l'onduleur sur une période de découpage pour la stratégie DDT-GDPWM

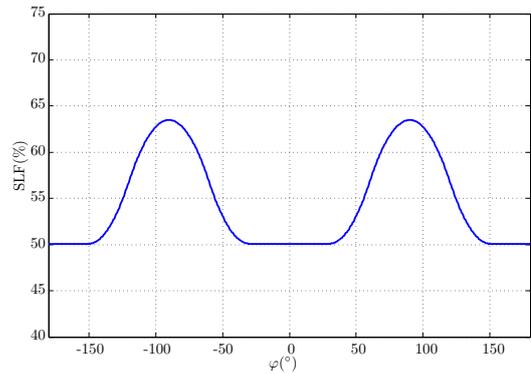


Figure 2.4 – Rapport entre les pertes par commutation de la DDT-GDPWM et celles de la SVPWM

De par le principe de fonctionnement de la DDT-GDPWM, cette méthode d'implémentation requiert deux (au minimum) capteurs de courant (*c.f.* fig.2.5) déjà disponibles dans un tel système pour la commande en couple d'une machine (qu'elle soit synchrone ou asynchrone). On notera que les capteurs de courant ne sont pas requis pour les autres

stratégies MLI présentées.

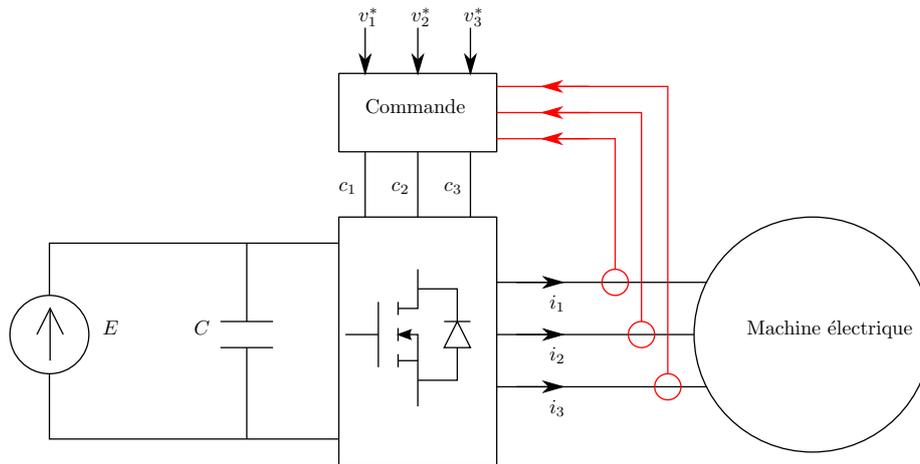


Figure 2.5 – Capteurs de courant nécessaires pour la DDT-GDPWM

D'un point de vue vectoriel, sur chaque période de découpage, les DPWM utilisent un seul type de vecteur nul au lieu des deux comme les stratégies continues (CPWM).

Toutes les stratégies présentées jusqu'à maintenant appliquent deux vecteurs actifs adjacents et un ou deux vecteurs de roue libre pour générer le vecteur de référence pendant chaque période de découpage. Il a été montré que la valeur efficace du courant absorbé dans les condensateurs de découplage de toutes ces stratégies est la même [PDK96]. Par la suite, toutes ces stratégies sont classées dans la famille des stratégies MLI adjacentes (APWM). Pour récapituler, la figure 2.6 présente les formes d'onde des modulantes et des composantes homopolaires sur une période fondamentale des stratégies APWM. Par ailleurs, les caractéristiques et les spécifications (comme la nécessité des capteurs de courant, la nécessité de connaissance de facteur de puissance FP ou $\cos \varphi$ de la charge en régime permanent sinusoïdal et le cadre d'utilisation optimale) de ces stratégies sont récapitulées à la table 2.1. On notera que ces différentes stratégies peuvent être combinées comme dans [BC11] avec la stratégie PWMBCNP qui permet de réduire la taille des bobines interphases dans une architecture constituée de deux onduleurs à deux niveaux associés en parallèle.

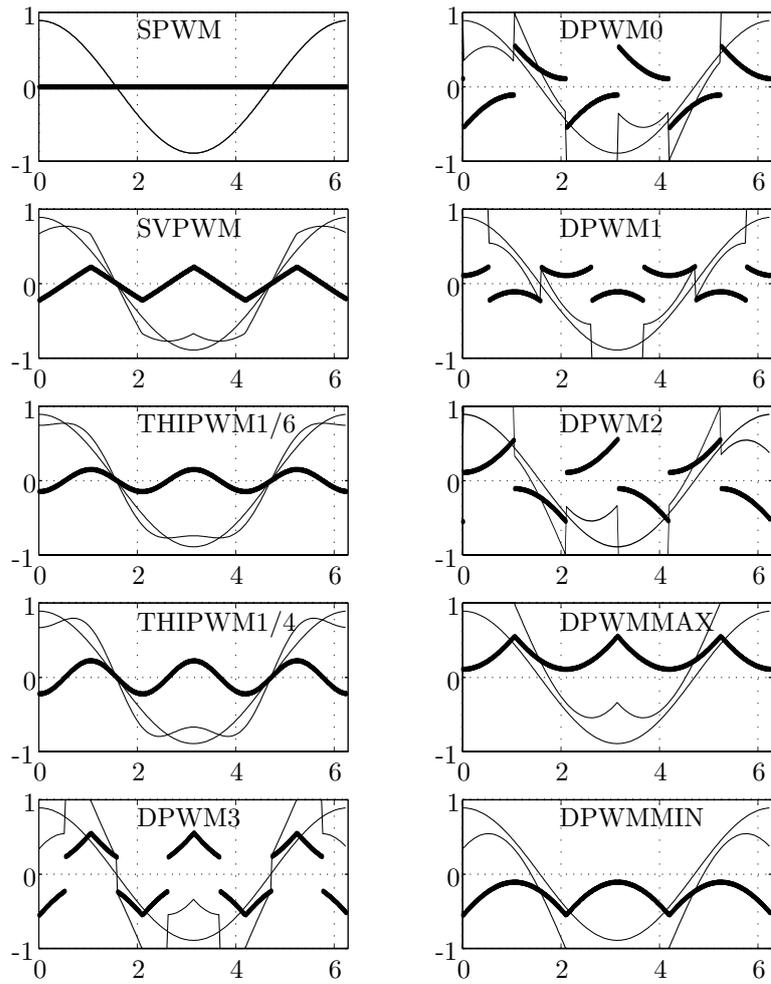


Figure 2.6 – La forme d'onde des modulantes et des composantes homopolaires de différentes stratégies MLI[HAV98]

Stratégie MLI	Abréviation	Contrôle de v_{n0}	Capteur de courant nécessaire	Connaissance du $\cos \varphi$	Remarque
Simusoïdale	SPWM	Non	Non	Non	La zone linéaire est limitée
Harmonique trois	THIPWM1/6	Oui	Non	Non	La zone linéaire est maximale
	THIPWM1/4	Oui	Non	Non	Taux distortion harmonique minimal
Discontinue	DPWM0	Oui	Non	Oui	Réduction de pertes par commutation pour les charges dont l'angle du facteur de puissance φ est
	DPWM1			$-60^\circ \leq \varphi \leq -30^\circ$	
	DPWM2			$\varphi = 0^\circ$	
	DPWM3			$30^\circ \leq \varphi \leq 60^\circ$	
	DPWMMIN			$\varphi = 90^\circ$	
	DPWMMAX			$\varphi = 0^\circ$	
DDT-GDPWM	Oui	Oui	Non	$-180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$	
Vecteur d'espace	SVPWM	Oui	Non	Non	La plus courante

Table 2.1 – *Tableau récapitulatif des stratégies MLI les plus courantes*

2.5 La stratégie à double porteuse

Notre objectif étant de réduire le stress électrique dans les condensateurs de découplage, dans cette section, nous allons présenter le principe et les résultats principaux de la stratégie à double porteuse DCPWM. Celle-ci constitue le point de départ pour les nouvelles stratégies proposées au chapitre 4.

Par hypothèse, le courant absorbé par les condensateurs de découplage est la partie oscillante du courant en entrée de l'onduleur i_{dc} . Bien sûr, la valeur moyenne de i_{dc} ne peut venir que de la batterie mais nous admettrons également que l'impédance des condensateurs est négligeable devant celle du câble d'alimentation et de la batterie pour toutes les composantes spectrales de la partie fluctuante de i_{dc} . Par conséquent, le courant provenant de la batterie sera supposé constant et donc la totalité du terme fluctuant de i_{dc} circule intégralement dans les condensateurs.

Comme présenté précédemment, pendant chaque période de découpage, les stratégies APWM conduisent à une même valeur efficace du courant absorbé par les condensateurs de découplage. En effet, l'utilisation des vecteurs nuls force le courant i_{dc} à revenir vers 0. Ces retours vers 0 contribuent en grande partie à l'oscillation de i_{dc} autour de sa valeur moyenne. Dans [JH09], Julien Hobraiche a proposé une nouvelle stratégie MLI à double porteuse : la DCPWM (pour Double Carrier PWM) qui a permis d'atteindre cet objectif dans le cas des grandes valeurs d'indice de modulation ($m \geq \frac{2}{3}$).

D'un point de vue vectoriel, au lieu d'utiliser 2 vecteurs actifs adjacents et les vecteurs nuls pendant chaque période de découpage afin de reproduire le vecteur de référence, cette stratégie utilise 3 vecteurs actifs adjacents. La figure 2.7 présente le principe de cette stratégie pour un vecteur de référence se trouvant dans le secteur 1 de l'hexagone. Sur tout l'hexagone, différentes zones sont distinguées comme présenté à la figure 2.8 :

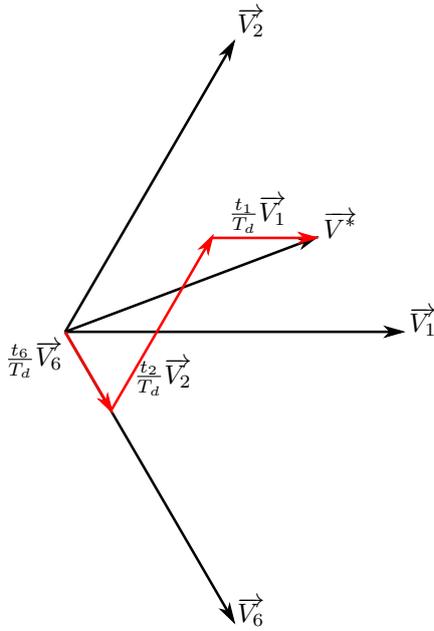


Figure 2.7 – Principe vectoriel de la stratégie à double porteuse

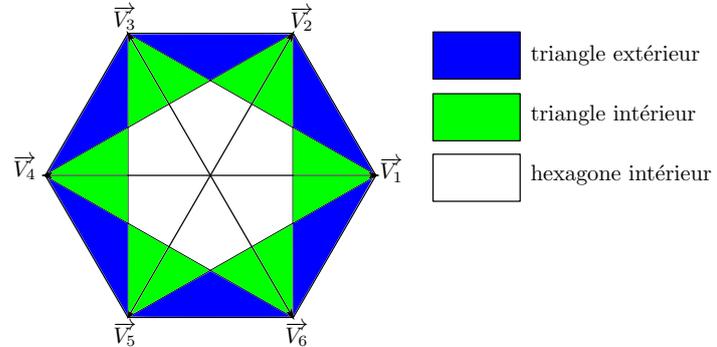


Figure 2.8 – Zones d'application de la stratégie à double porteuse

- Les triangles intérieurs désignent les zones où 1 seule combinaison de 3 vecteurs actifs est possible (par exemple pour le triangle correspondant au vecteur \vec{V}_1 , les trois vecteurs actifs utilisés sont \vec{V}_1, \vec{V}_2 et \vec{V}_6 . Pour le triangle intérieur correspondant au vecteur \vec{V}_2 les trois vecteurs actifs utilisés sont \vec{V}_1, \vec{V}_2 et \vec{V}_3).
- Les triangles extérieurs désignent les zones où 2 combinaisons de 3 vecteurs actifs sont possibles (par exemple pour le triangle extérieur se trouvant dans le premier secteur, les 2 combinaisons correspondant aux triangles intérieurs liés à \vec{V}_1 et \vec{V}_2 sont possibles). La combinaison choisie est alors celle qui conduit aux pertes par commutation les plus faibles. Par conséquent, le choix de la combinaison utilisée repose sur la valeur instantanée des courants dans les 3 phases de la charge.
- L'hexagone intérieur désigne la zone où cette stratégie ne peut pas être appliquée.

Le résultat en terme de courant efficace dans les condensateurs de découplage comparé avec la stratégie SVPWM est présenté à la figure 2.9. Il peut être constaté que cette stratégie diminue effectivement le courant pour les charges ayant un facteur de puissance proche de l'unité en mode générateur ($\varphi \simeq \pm 180^\circ$) ou moteur ($\varphi \simeq \pm 0^\circ$) (jusqu'à 40% de gain).

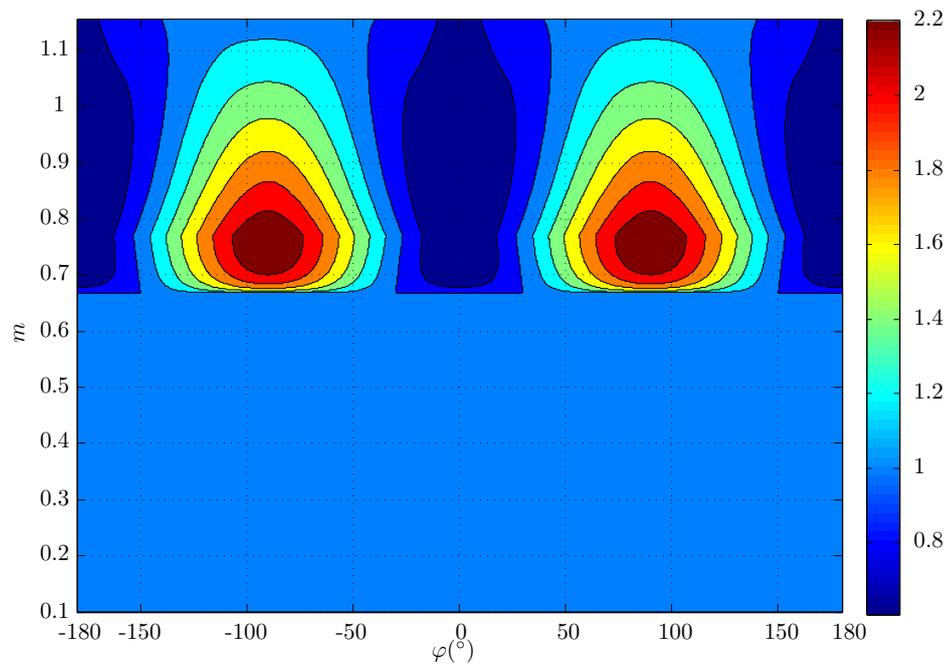


Figure 2.9 – Cartographie du ratio entre le courant efficace dans les condensateurs de découplage pour la stratégie à double porteuse et la SVPWM

Cette stratégie permet aussi d'obtenir une réduction de pertes par commutation (s'agissant d'une MLI discontinue). Cependant, la zone d'application est limitée pour les grandes valeurs de l'indice de modulation ($m \geq \frac{2}{3}$). Le travail présenté dans cette thèse consiste à, dans un premier temps, étudier la possibilité d'étendre la zone d'application de cette stratégie pour des indices de modulation plus faibles et dans un second temps, à y apporter des améliorations.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude bibliographique sur les facteurs déterminant la durée de vie d'un condensateur électrochimique. Cette étude permet de justifier l'intérêt de la réduction de la valeur efficace du courant absorbé par les condensateurs de découplage d'un onduleur embarqué.

Ensuite, les stratégies MLI classiques pour un onduleur triphasé à deux niveaux ont été présentées, chacune ayant pour objectif l'optimisation d'un critère donné. Le point commun de toutes les stratégies classées dans la famille APWM est l'utilisation de deux vecteurs actifs adjacents associée à l'utilisation de vecteurs de roue libre (un ou deux) pendant chaque période de découpage. Cette particularité entraîne un résultat important : analytiquement, toutes ces stratégies conduisent à la même valeur de courant efficace dans les condensateurs de découplage.

Ce résultat nous a orientés vers une remise en cause de la décomposition classique du vecteur de référence utilisée pour la SVPWM et a donné naissance à la stratégie à double porteuse DCPWM qui vient d'être introduite sous sa forme originelle. Cette dernière a elle-même été étendue et modifiée dans le cadre de cette thèse afin d'optimiser son espace de fonctionnement sur une gamme étendue d'indice de modulation et sur une plage de variation du facteur de puissance de la charge la plus grande possible. Tous ces développements font l'objet du chapitre 4 tandis que le chapitre 3 est consacré à l'introduction des outils d'évaluation des stratégies de modulation (systématiquement par rapport à la SVPWM).

Chapitre 3

Outils d'évaluation des stratégies

MLI

Afin d'évaluer les performances des stratégies MLI, plusieurs critères ont été développés. Certains sont adaptés pour les calculs analytiques, d'autres sont adaptés pour le post-traitement des résultats de simulation numérique. En tout état de cause, pour une application en environnement embarqué, trois critères d'évaluation sont importants : les pertes par commutation, la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage et la qualité des courants dans la charge. Ce chapitre présente la méthode de calcul analytique de chacun de ces critères. Afin d'illustrer ces méthodes de calcul, elles sont appliquées à la stratégie de référence SVPWM.

Sommaire

3.1	Les pertes par commutation	44
3.2	Méthode de calcul analytique du courant efficace des condensateurs de découplage	46
3.3	Qualité du courant de charge	51
3.3.1	Taux de distorsion harmonique	51
3.3.2	Valeur efficace des harmoniques de courant de charge	52

Les hypothèses utilisées pour le calcul de ces trois critères sont :

- une fréquence de découpage supposée très grande par rapport à la fréquence fondamentale. Par conséquent, les courants dans la charge et les tensions de consigne sont considérées comme constants pendant toute la période de découpage.
- la tension du bus continu v_{dc} est supposée constante (ondulation négligée)

3.1 Les pertes par commutation

Les pertes dans l'onduleur peuvent être classées en deux catégories : les pertes par conduction et les pertes par commutation.

Les pertes par conduction sont dues à la résistance de l'interrupteur $R_{DS(on)}$ à l'état passant. Ces pertes (instantanées) pour les trois bras de pont sont données par la formule suivante :

$$p_{cond} = R_{DS(on)}(i_1^2 + i_2^2 + i_3^2) \quad (3.1)$$

Si la charge est équilibrée en régime permanent sinusoïdal, ces pertes sont constantes et leur expression est

$$p_{cond} = \frac{3}{2} R_{DS(on)} \hat{I}^2 \quad (3.2)$$

où \hat{I} est la valeur crête des courants dans la charge.

Pour réduire les pertes par conduction, la seule solution est de changer les interrupteurs avec la valeur de résistance à l'état passant $R_{DS(on)}$ plus faible. Ceci n'entre pas dans le cadre du travail présenté dans ce mémoire. Nous nous focaliserons ici uniquement sur les pertes par commutation, qui quant à elles, sont influencées par le nombre effectif de commutations par seconde et peuvent être réduites avec certaines stratégies (MLI discontinues comme cela a déjà été indiqué précédemment).

Les pertes par commutation sont induites par la coexistence de tension V_{DS} et courant I_{DS} au moment de commutation (*c.f.* figure 3.1). Sur la base d'un modèle simplifié avec des variations affines des courants et tensions dans les interrupteurs en fonction du temps pendant la phase de commutation, la formule pour calculer l'énergie de pertes d'un transistor sur chaque période de découpage est :

$$E = \frac{1}{2} \times (t_{on} + t_{off}) \times V_{DS} \times |I_{DS}| \quad (3.3)$$

où t_{on} et t_{off} sont les temps de commutation à l'amorçage et au blocage, $V_{DS} = v_{dc}$ qui est la tension du bus continu, et $I_{DS} = i_q$ qui est la valeur instantanée du courant du bras de pont q au moment de commutation.

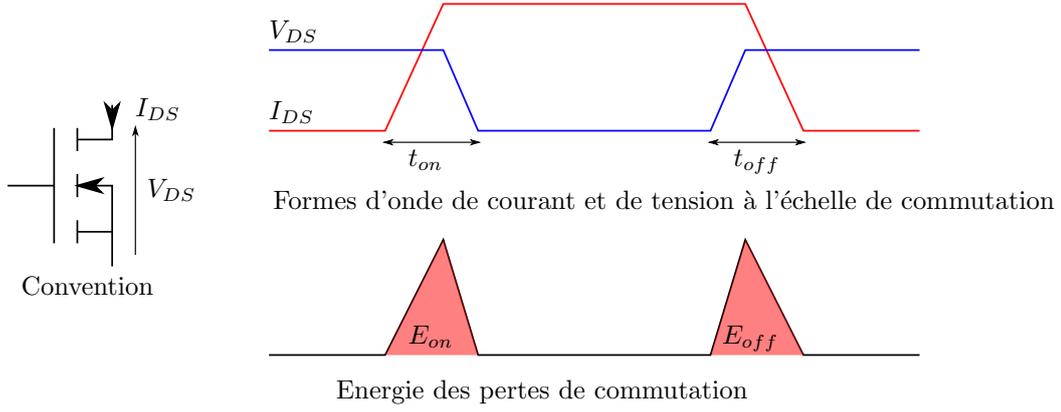


Figure 3.1 – Formes d'onde de courant et tension au moment de commutation

Il y a deux transistors sur chaque bras de pont, par conséquent, l'énergie de pertes par commutation d'un bras de pont sur une période de découpage est :

$$E_{com}^q = (t_{on} + t_{off}) \times v_{dc} \times |i_q| \quad (3.4)$$

Les pertes par commutation moyennes d'un bras de pont sur une période fondamentale peuvent être exprimées par la somme des pertes sur chaque période de découpage :

$$\langle p_{com}^q \rangle = \frac{(t_{on} + t_{off}) \times v_{dc}}{T_f} \times \sum_{k=1}^N |i_q(kT_d)| \quad (3.5)$$

où T_f est la période fondamentale et T_d la période de découpage. Si $N = \frac{f_d}{f_f}$ est très grand (comme on en a fait l'hypothèse en introduction du chapitre), les pertes par commutation en moyenne d'un bras de pont sur une période fondamentale peuvent être approchées par :

$$\begin{aligned} \langle p_{com}^q \rangle &= \frac{(t_{on} + t_{off}) \times v_{dc}}{T_f} \times \lim_{N \rightarrow \infty} \left[\sum_{k=1}^N |i_q(kT_d)| \right] \\ &= \frac{(t_{on} + t_{off}) \times v_{dc}}{T_f} \times \frac{1}{T_d} \times \lim_{N \rightarrow \infty} \left[\sum_{k=1}^N |i_q(kT_d)| T_d \right] \\ &= \frac{(t_{on} + t_{off}) \times v_{dc}}{T_f} \times \frac{1}{T_d} \times \int_0^{T_f} |i_q| dt \end{aligned} \quad (3.6)$$

Avec un changement de variable $\theta = \omega t$, les pertes par commutation en moyenne sur une période fondamentale du bras de pont q s'écrivent :

$$\langle p_{com}^q \rangle = \frac{1}{2\pi} \frac{v_{dc}(t_{on} + t_{off})}{T_d} \int_0^{2\pi} |i_q(\theta)| d\theta \quad (3.7)$$

Dans le cas du régime permanent sinusoïdal (côté charge), on obtient

$$\langle p_{com} \rangle_0 = \frac{2}{\pi} \frac{v_{dc}(t_{on} + t_{off})}{T_d} \hat{I} \quad (3.8)$$

où \hat{I} est la valeur crête du courant de charge comme indiqué plus haut.

Cette formule ne peut être appliquée qu'aux stratégies MLI continues. Pour tenir compte de la discontinuité de la modulante, la formule suivante est utilisée pour calculer les pertes par commutation sur une période fondamentale d'un bras de pont q :

$$\langle p_{com}^q \rangle = \frac{1}{2\pi} \frac{v_{dc}(t_{on} + t_{off})}{T_d} \int_0^{2\pi} |f_q(\theta)| d\theta \quad (3.9)$$

où $f_q(\theta)$ est égale à 0 s'il n'y a pas de commutation et est égale au courant de phase par ailleurs.

En général, pour évaluer la performance en terme de pertes par commutation d'une stratégie MLI, la fonction des pertes par commutations SLF (Switching Loss Function) est utilisée :

$$SLF(\%) = \frac{\langle p_{com}^q \rangle}{\langle p_{com} \rangle_0} \times 100 \quad (3.10)$$

Cette fonction permet de comparer les pertes par commutation de la stratégie MLI à l'étude par rapport à une stratégie MLI continue de référence (SVPWM). Cette fonction (exprimée en pourcents) sera utilisée pour évaluer les pertes par commutations des nouvelles stratégies MLI proposées dans le chapitre 4.

3.2 Méthode de calcul analytique du courant efficace des condensateurs de découplage

Le courant efficace dans les condensateurs de découplage fait partie des critères importants pour le choix des condensateurs. Une stratégie MLI conduisant à une plus faible valeur que celle de référence permettra donc de réduire le volume des condensateurs tout en maintenant une ondulation de tension du bus continu modérée (liée à l'ondulation du courant par l'impédance globale du bus continu).

Dans [PDK96], Dahono a proposé une méthode simple de calcul de cette valeur efficace sur une période fondamentale. Afin de détailler cette méthode, la stratégie MLI sinusoïdale sera utilisée comme exemple. Par la suite, nous montrerons que la valeur efficace trouvée est indépendante de la valeur de l'homopolaire ajouté aux trois sinusoïdes pour les stratégies APWM.

Autres que les hypothèses posées au début du chapitre, on pose une autre hypothèse forte qui est la suivante : toute la composante alternative du courant absorbé par l'onduleur i_{dc} est filtrée par (i.e. circule dans) les condensateurs de découplage, le courant fourni par la batterie est donc un courant continu¹ dont la valeur est égale à la valeur moyenne du courant i_{dc} . La figure 3.2 résume toutes les hypothèses posées.

1. Cette hypothèse avait d'ailleurs été introduite au chapitre précédent.

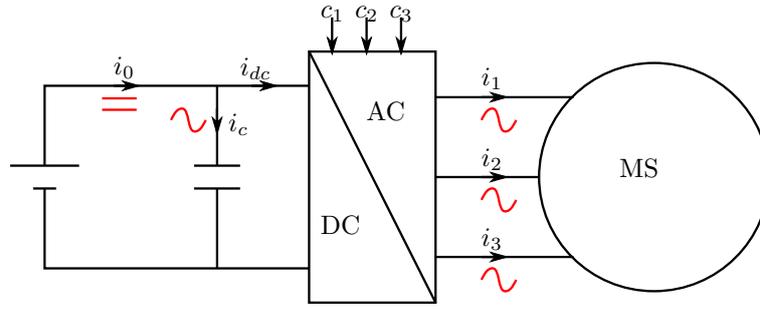


Figure 3.2 – Les hypothèses pour le calcul de courant efficace absorbé par les condensateurs de découplage

La méthode proposée par Dahono consiste à calculer la valeur efficace ($\overline{I_{dc}}$) et moyenne ($\langle I_{dc} \rangle$) de i_{dc} sur un sixième de la période fondamentale. La valeur efficace ($RMS(I_c)$) sur une période fondamentale du courant dans les condensateurs de découplage est calculée ensuite au moyen de la formule suivante :

$$RMS(I_c) = \sqrt{\overline{I_{dc}^2} - \langle I_{dc} \rangle^2} \quad (3.11)$$

Il faut tout d'abord calculer la valeur efficace et moyenne de i_{dc} sur chaque période de découplage.

Prenons le cas générique des trois consignes de tension normalisées d'un onduleur triphasé comme suit :

$$\begin{cases} v_1^* = m \cos(\theta) \\ v_2^* = m \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ v_3^* = m \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.12)$$

Pour une machine électrique fonctionnant à vitesse variable, son facteur de puissance $\cos \varphi$ change en cours de fonctionnement : $\cos \varphi$ positif si la machine est en mode moteur, $\cos \varphi$ négatif si la machine est en mode générateur. Sur un point de fonctionnement donné de la machine, les trois courants de phase peuvent être exprimés par :

$$\begin{cases} i_1 = \hat{I} \cos(\theta - \varphi) \\ i_2 = \hat{I} \cos(\theta - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ i_3 = \hat{I} \cos(\theta - \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (3.13)$$

où \hat{I} est la valeur crête du courant de charge ; cette valeur crête des courants est également imposée par le régime de fonctionnement de la machine.

De par la modélisation de l'état de chaque bras de pont, la valeur instantanée du courant i_{dc} absorbé par l'onduleur est dépendante de l'état de commande instantané de l'onduleur et des valeurs instantanées des courants de charge, i_{dc} est donc calculée

selon la formule suivante :

$$i_{dc} = \sum_{k=1}^3 c_k \times i_k = \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix}^t \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = (\mathbf{c3})^t \cdot (\mathbf{i3}) \quad (3.14)$$

Avec les 8 états en sortie possibles de l'onduleur, la valeur instantanée de i_{dc} en fonction du vecteur de sortie est récapitulée à la figure 3.3. Quand un vecteur nul est appliqué (\vec{V}_0 ou \vec{V}_7), le courant i_{dc} est égal à 0 car la source est déconnectée de la charge.

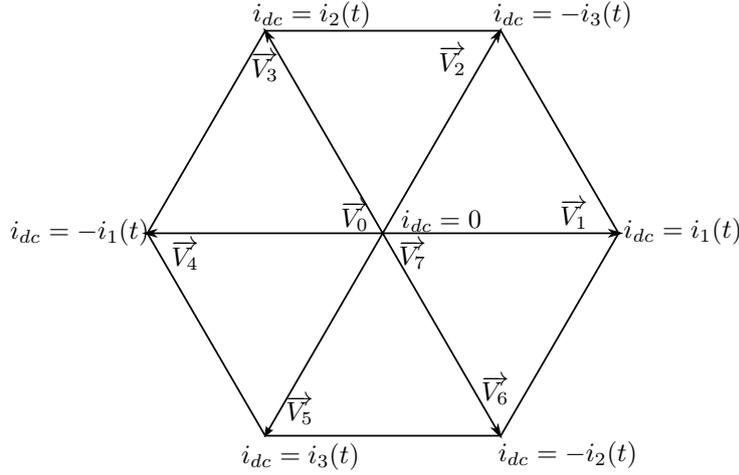


Figure 3.3 – Valeur instantanée de i_{dc} en fonction du vecteur de sortie

Puisque les vecteurs actifs divisent le plan $\alpha\beta$ en six secteurs symétriques, le motif de courant i_{dc} entrant dans l'onduleur se répète tous les un-sixièmes de la période fondamentale. Donc, les calculs de valeur efficace sur un-sixième de période fondamentale sont suffisants et représentatifs de toute la période fondamentale. Comme cela est illustré à la figure 3.4, ceci se confirme quelque soit le déphasage φ entre la tension et le courant dans la charge.

Pour illustrer le principe du calcul, nous allons étudier le cas où le vecteur tension de consigne se trouve dans le secteur I ($0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$ donc $v_1^* \geq v_2^* \geq v_3^*$).

La figure 3.5 illustre la valeur de i_{dc} sur une période de découpage pour la stratégie SPWM. Les courants de charge i_1, i_2, i_3 sont quasiment constants pendant cette période de temps (du fait d'hypothèse : $N = f_d/f_f \gg 1$).

Comme présenté aux équations 1.27, les temps d'application des vecteurs sur une période de découpage sont :

- $t_1 = T_d \frac{\sqrt{3}}{2} m \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)$ pour \vec{V}_1 ($i_{dc} = i_1(\theta)$)
- $t_2 = T_d \frac{2}{\sqrt{3}} m \sin(\theta)$ pour \vec{V}_2 ($i_{dc} = -i_3(\theta)$)
- $t_0 + t_7 = T_d - t_1 - t_2$ pour \vec{V}_0 et \vec{V}_7 ($i_{dc} = 0$)

Avec ces équations, le courant efficace entrant dans l'onduleur sur chaque période de découpage peut être calculé par la formule suivante :

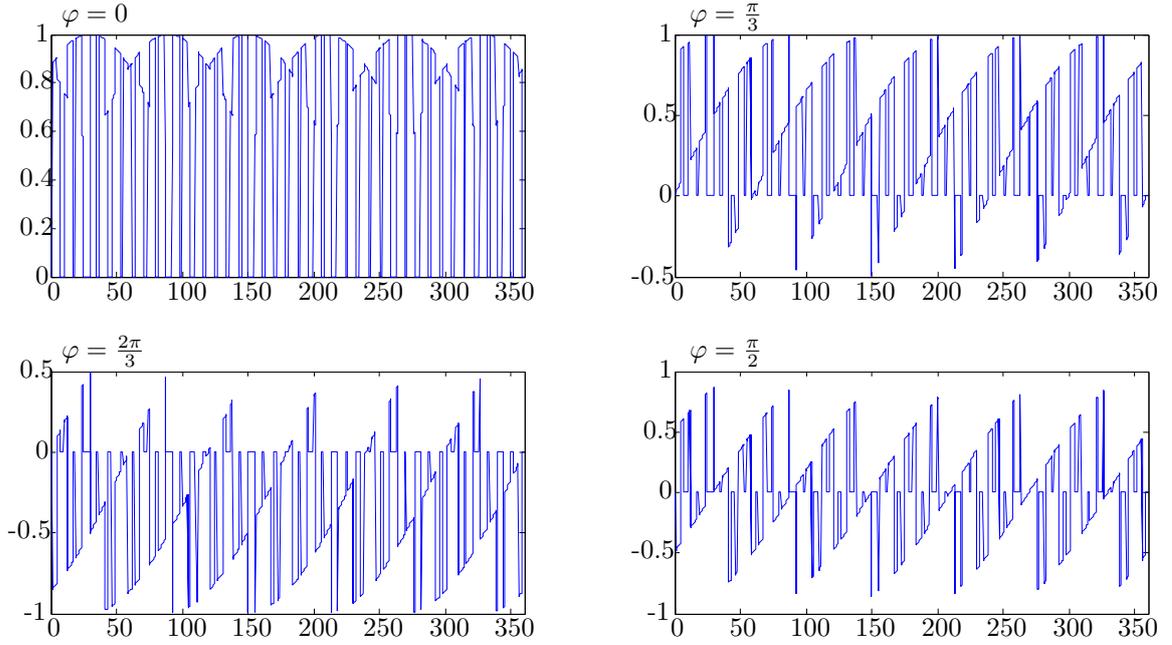


Figure 3.4 – Courant i_{dc} pour la stratégie SPWM sur une période de découpage

$$\overline{I_{dcd}} = \sqrt{\frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} [i_{dc}(\theta)]^2 dt} = \sqrt{[i_1(\theta)]^2 \frac{t_1(\theta)}{T_d} + [i_3(\theta)]^2 \frac{t_2(\theta)}{T_d}} \quad (3.15)$$

La valeur efficace du courant entrant dans l'onduleur sur une période fondamentale est exprimée par :

$$\overline{I_{dcd}} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} (\overline{I_{dcd}})^2 d\theta} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left\{ [i_1(\theta)]^2 \frac{t_1(\theta)}{T_d} + [i_3(\theta)]^2 \frac{t_2(\theta)}{T_d} \right\} d\theta} = \hat{I} \sqrt{\frac{m\sqrt{3}}{4\pi} [1 + 4 \cos^2(\varphi)]} \quad (3.16)$$

De la même manière, la valeur moyenne du courant entrant dans l'onduleur est calculée par :

$$\langle I_{dc} \rangle = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left\{ \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} [i_{dc}(\theta)] dt \right\} d\theta = \frac{3}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left\{ [i_1(\theta)] \frac{t_1(\theta)}{T_d} - [i_3(\theta)] \frac{t_2(\theta)}{T_d} \right\} d\theta \quad (3.17)$$

$$\langle I_{dc} \rangle = \frac{3}{4} \times \hat{I} \times m \times \cos(\varphi) \quad (3.18)$$

Et enfin, si toute la composante variable du courant entrant dans l'onduleur circule dans les condensateurs de découplage, la valeur efficace de ce courant s'écrit :

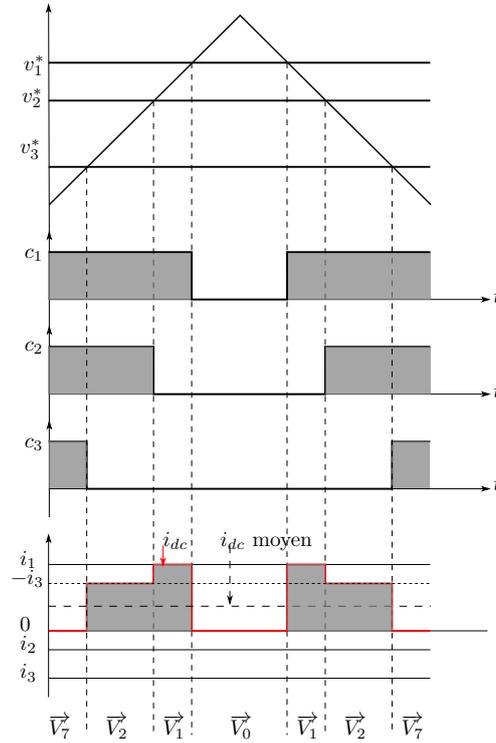


Figure 3.5 – i_{dc} sur une période de découpage pour la stratégie SVPWM

$$RMS(I_c) = \sqrt{\overline{I_{dc}^2} - \langle I_{dc} \rangle^2} = \hat{I} \times \sqrt{\frac{\sqrt{3}m}{4\pi} + \left(\frac{\sqrt{3}m}{\pi} - \frac{9m^2}{16} \right) \times \cos^2(\varphi)} \quad (3.19)$$

Nous obtenons donc une formule analytique qui ne dépend que de l'indice de modulation, du facteur de puissance de la charge et de la valeur crête des courants circulant dans celle-ci.

On note que les valeurs de $\overline{I_{dc}}$ et de $\langle I_{dc} \rangle$ ne dépendent que de la valeur de t_1 et t_2 . Or toutes les stratégies APWM ont les mêmes valeurs de t_1 et t_2 pour des valeurs de θ et de m données, la valeur de $RMS(I_c)$ est donc la même pour toutes ces stratégies. L'ajout d'une composante homopolaire seule ne permet pas, analytiquement, de réduire la valeur du courant efficace dans les condensateurs de découplage d'un onduleur triphasé. Le profil du rapport $RMS(I_c)/\hat{I}$ est présenté aux figures 3.6 (en 3D) et 3.7 (en 2D) en fonction du facteur de modulation m et de l'angle φ du facteur de puissance de la charge. Ce rapport atteint son maximum quand :

$$\begin{cases} m & = \frac{10\sqrt{3}}{9\pi} = 0.6126 \\ \cos \varphi & = 1 \end{cases} \quad (3.20)$$

Ces cartographies permettent un dimensionnement des condensateurs pour les stratégies APWM.

Nous avons obtenu analytiquement la valeur du courant efficace dans les condensa-

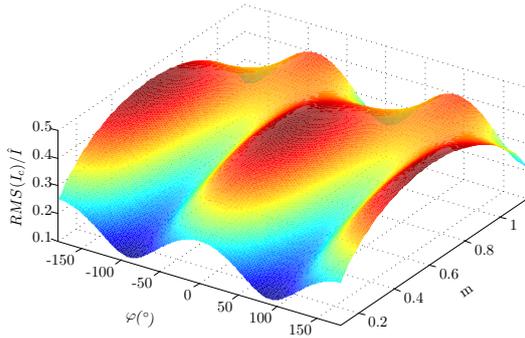


Figure 3.6 – Courant efficace dans les condensateurs pour les stratégies APWM vue 3D

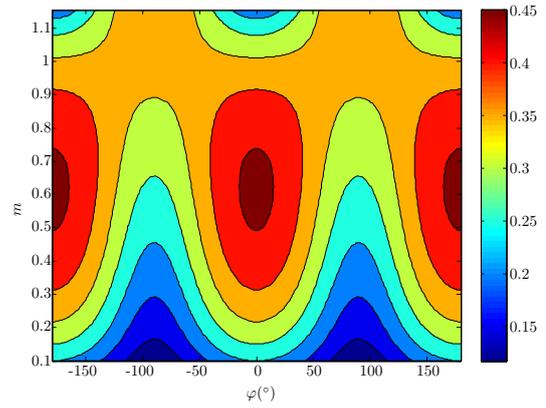


Figure 3.7 – Courant efficace dans les condensateurs pour les stratégies APWM vue 2D

teurs de découplage pour la stratégie SVPWM. Cette valeur servira comme valeur de référence pour la comparaison avec les nouvelles stratégies MLI proposées au chapitre 4.

3.3 Qualité du courant de charge

Avec la modulation de largeur d'impulsions, la tension à la sortie de l'onduleur contient des harmoniques autour de la fréquence de découpage et de ses multiples. Afin de comparer la qualité de la tension en sortie d'onduleur pour les différentes stratégies MLI, le taux de distorsion harmonique et la valeur efficace de courant de charge sont utilisés.

3.3.1 Taux de distorsion harmonique

Traditionnellement, le Taux de Distorsion Harmonique (TDH) de tension en sortie de l'onduleur est utilisé pour évaluer la qualité de tension d'une stratégie MLI. Plus le TDH est grand, plus cette stratégie MLI contient des harmoniques de forte amplitude. Cependant, le calcul analytique de TDH de tension requiert une procédure de calcul compliquée. Il est donc plutôt adapté dans le post-traitement des résultats issus des simulations numériques.

Le taux de distorsion harmonique est exprimé en pourcentage des harmoniques par rapport au fondamental d'un signal :

$$TDH(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{+\infty} V_n^2}}{V_1} \times 100 \quad (3.21)$$

où V_n est l'amplitude de l'harmonique de rang n et V_1 est l'amplitude du fondamental. Par la suite, nous utilisons ce critère pour les résultats de simulation numérique.

3.3.2 Valeur efficace des harmoniques de courant de charge

Les harmoniques de tension engendreront une distorsion des courants dans la charge (machine) et donc des ondulations de couple (potentiellement une hausse de vibrations et du bruit, etc...). En effet, le couple mécanique d'une machine synchrone est calculé par la formule :

$$C = p(\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (3.22)$$

où p est le nombre de paires de pôle, Ψ_d et Ψ_q sont les flux, i_d et i_q sont les courants dans les axes direct et quadrature respectivement.

Par conséquent nous pouvons utiliser le critère sur la qualité des courants dans la charge pour l'évaluation des stratégies MLI. Pour cela, plusieurs méthodes de calcul ont été proposées [GNA06, DZ10, AH99, GNR08], la méthode retenue dans ce mémoire est celle développée par Hava [HAV98] pour sa simplicité de mise en oeuvre².

Avec l'hypothèse $f_d \gg f_f$, sur chaque période de découpage les trois tensions de référence sont toujours considérées comme constantes. D'un point de vue vectoriel dans le plan $\alpha\beta$, le vecteur de référence normalisé (par rapport à $\frac{v_{dc}}{2}$) \vec{V}^* est donc considéré constant sur chaque période de découpage et peut être exprimé au travers de son phaseur équivalent \overline{V}^* :

$$\overline{V}^* = m \times e^{j\theta} \quad (3.23)$$

où $\theta = \omega t$ est l'angle entre le vecteur de référence et l'axe α et ω est la vitesse angulaire de rotation du vecteur de référence.

Pour illustrer le principe de calcul, la stratégie SVPWM est choisie ici.

Dans le secteur I de l'hexagone dans le plan $\alpha\beta$, pour une porteuse de type montant-descendant, pendant chaque période de découpage la séquence symétrique suivante est appliquée : 7-2-1-0-0-1-2-7 (où 7 représente le vecteur \vec{V}_7) (c.f. fig.3.5). Quand un vecteur de sortie normalisé de l'onduleur \vec{V}_i est appliqué, un vecteur d'erreur (ou vecteur harmonique) instantané est déduit au moyen la relation suivante :

$$\vec{\Delta}_i = \frac{v_{dc}}{2} \times \underbrace{(\vec{V}_i - \vec{V}^*)}_{\vec{\delta}_i} \quad (3.24)$$

où $\vec{\delta}_i$, dépendant de m , θ et du \vec{V}_i , est le vecteur normalisé par rapport à $v_{dc}/2$ du vecteur $\vec{\Delta}_i$.

L'unité de ce vecteur d'erreur de tension $\vec{\Delta}_i$ est bien évidemment le Volt (V) et le vecteur $\vec{\delta}_i$ est sans unité.

2. Elle évite toute décomposition en série de Fourier en opposition avec le TDH défini précédemment.

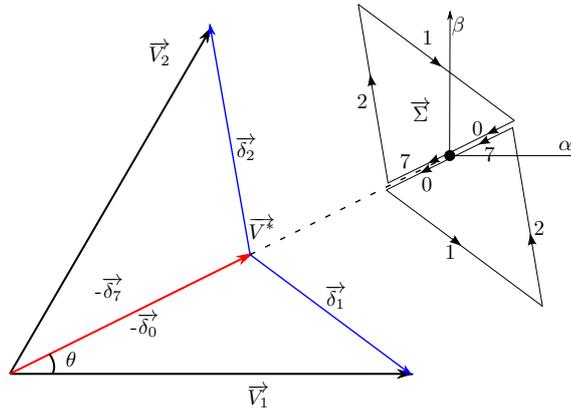


Figure 3.8 – La trajectoire du flux harmonique pendant une période de découpage pour la stratégie SVPWM

La figure 3.8 illustre les différents vecteurs d’erreur correspondant à un vecteur de référence se trouvant dans le secteur I de l’hexagone. On peut remarquer que l’amplitude et la phase des vecteurs d’erreur dépendent de l’amplitude (donc l’indice de modulation m) et de la position du vecteur de référence (donc l’angle θ).

L’erreur de tension cumulée est définie par la formule suivante :

$$\vec{\Sigma} = \int \vec{\Delta}_i dt = \frac{v_{dc}}{2} \times \int \vec{\delta}_i dt \quad (3.25)$$

Selon la loi de Faraday, cette grandeur $\vec{\Sigma}$, intégrale d’une tension, est équivalente à un flux magnétique. Ce flux est appelé **flux harmonique conceptuel**.

Avec un modèle classique $R - L(-E)$ des machines électriques, à l’échelle de la période de découpage, la composante inductive domine devant la composante résistive, et comme l’origine des harmoniques de courant est l’erreur entre la tension appliquée à la sortie de l’onduleur et la tension de consigne, la relation suivante entre les harmoniques des courants I_h de charge et le flux harmonique conceptuel est valide :

$$\vec{\Sigma} = L \times \vec{I}_h \quad (3.26)$$

Par conséquent, l’étude de $\vec{\Sigma}$ est équivalente à l’étude de \vec{I}_h (d’un facteur L près).

La figure 3.9 présente l’évolution du vecteur “courant” \vec{I} réel de charge sur une période fondamentale en régime sinusoïdal permanent dans le plan $\alpha\beta$. On peut distinguer le vecteur courant idéal et le vecteur courant réel. La trajectoire du vecteur idéal décrit un cercle parfait, alors que celle du vecteur réel présente des ondulations à l’échelle de la fréquence de découpage. Le vecteur \vec{I}_h est obtenu avec la relation suivante :

$$\vec{I}_h = \vec{I}_{reel} - \vec{I}_{ideal} \quad (3.27)$$

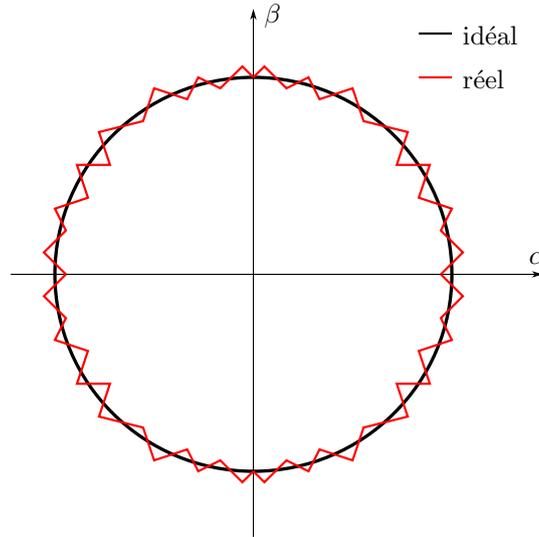


Figure 3.9 – Représentation de l'ondulation des courants de charge dans le plan $\alpha\beta$

Notons que le calcul du flux harmonique conceptuel ne demande aucune information concernant la charge et caractérise la stratégie MLI utilisée. En effet la trajectoire de $\vec{\Sigma}$ correspondant à la stratégie SVPWM sur une période de découpage est présentée à la figure 3.8. Supposons qu'au début de la première période de découpage, $\vec{\Sigma}$ part de 0 : il revient à 0 au milieu et à la fin de la période de découpage (ceci se répète à toutes les périodes). La trajectoire illustrée à la figure 3.8 correspond bien à la séquence 7-2-1-0-0-1-2-7 avec les temps d'application égaux pour les vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7 . Comme les stratégies MLI intersectives à porteuse de type montant-descendant ne génèrent que les séquences de commutation symétriques, le calcul de $\vec{\Sigma}$ sur la moitié de la période de découpage est suffisant et la trajectoire de $\vec{\Sigma}$ dans la deuxième moitié est exactement symétrique à la première. Par ailleurs, chaque stratégie MLI distribue les temps d'application des vecteurs de roue libre différemment, par conséquent la trajectoire de $\vec{\Sigma}$ pour chaque stratégie MLI est unique (il n'y a donc pas de résultat par famille de MLI comme pour $\overline{I_{dc}}$).

Dans la suite, nous présenterons la méthode de calcul de la valeur efficace du module de $\vec{\Sigma}$ sur une période fondamentale et grâce aux symétries du plan $\alpha\beta$, les analyses effectuées sur un secteur de $\frac{\pi}{3}$ (60°) suffisent.

Tout d'abord, grâce aux changements de variables (*c.f.* l'annexe D), le flux harmonique peut être exprimé sur une demi-période de découpage par :

$$\vec{\Sigma} = \Sigma_0 \times \vec{\sigma} \quad (3.28)$$

où $\Sigma_0 = \frac{v_{dc}}{2} \frac{T_d}{2}$ dépend de la tension du bus continu et de la période de découpage. $\vec{\sigma}$ est le vecteur normalisé par rapport à Σ_0 du vecteur $\vec{\Sigma}$.

Pour la stratégie SVPWM, la formule analytique de la trajectoire du phaseur $\vec{\sigma}$ (associé au vecteur $\vec{\Sigma}$) est :

$$\bar{\sigma} = \begin{cases} -m \times e^{j\theta} \times y & 0 \leq y \leq y_7 \\ -\frac{4}{3} \times e^{j\frac{\pi}{3}} \times y_7 + \left(\frac{4}{3} \times e^{j\frac{\pi}{3}} - m \times e^{j\theta}\right) \times y & y_7 \leq y \leq y_2 \\ -\frac{4}{3} \times e^{j\frac{\pi}{3}} \times y_7 + \frac{4}{3} \times (e^{j\frac{\pi}{3}} - 1) \times y_2 + \left(\frac{4}{3} - m \times e^{j\theta}\right) \times y & y_2 \leq y \leq y_1 \\ -\frac{4}{3} \times e^{j\frac{\pi}{3}} \times y_7 + \frac{4}{3} \times (e^{j\frac{\pi}{3}} - 1) \times y_2 + \frac{4}{3} \times y_1 - m \times e^{j\theta} \times y & y_1 \leq y \leq 1 \end{cases} \quad (3.29)$$

où $y_7 = \frac{t_7}{T_d}$, $y_2 = y_7 + \frac{t_2}{T_d}$, $y_1 = y_2 + \frac{t_1}{T_d}$ (*c.f.* équation 1.27).

La valeur efficace du vecteur $\vec{\sigma}$ sur une période fondamentale, que nous noterons ψ_f , peut être calculée en suivant la méthode expliquée en annexe D. La relation entre la valeur efficace de $\vec{\Sigma}$ sur une période fondamentale $RMS(\|\vec{\Sigma}\|)$ et ψ_f est la suivante :

$$RMS(\|\vec{\Sigma}\|) = \Sigma_0 \times \psi_f \quad (3.30)$$

Autrement dit, ψ_f est la valeur normalisée par rapport à Σ_0 de la valeur efficace de $\vec{\Sigma}$ sur une période fondamentale. Par la suite, nous allons utiliser ψ_f comme outil de comparaison entre les stratégies.

Avec la même stratégie MLI, en augmentant la fréquence de découpage, on diminue la valeur de T_d , donc la valeur de Σ_0 diminue également ; qualitativement, cela rejoint le constat d'une diminution des harmoniques des courants de charge lorsque la fréquence de découpage augmente. Afin de comparer les différentes stratégies MLI, il convient de se placer à même fréquence de découpage, ce qui revient à les comparer au travers de la valeur de ψ_f , paramètre indépendant de la fréquence de découpage. Bien évidemment, la stratégie de ce point de vue sera d'autant meilleure que la valeur de ψ_f sera petite (ondulations des courants de charge réduites).

La valeur de ψ_f pour la stratégie SVPWM est donnée par la formule suivante [HAV98] :

$$\psi_f(m) = \sqrt{\frac{3}{\pi} \left[\frac{\pi}{36} m^2 - \frac{2\sqrt{3}}{27} m^3 + \left(\frac{\pi}{32} - \frac{3\sqrt{3}}{128} \right) m^4 \right]} \quad (3.31)$$

Puisque la stratégie SVPWM est choisie comme la stratégie de référence, sa valeur efficace de flux normalisé sera aussi prise comme la valeur de référence pour l'évaluation de la qualité des courants de charge pour les autres stratégies (*c.f.* chapitre 4).

La figure 3.10 présente son allure en fonction de m . Cette courbe s'applique pour toutes les valeurs de déphasage φ entre les courants et les tensions dans la charge.

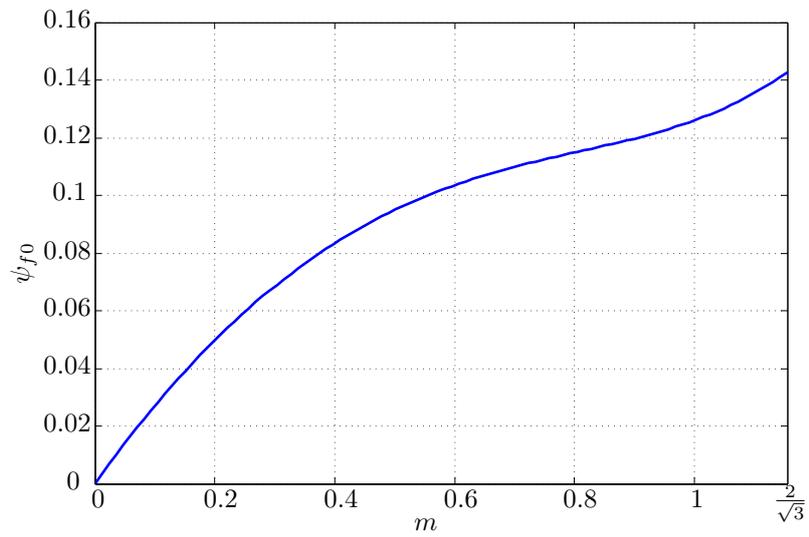


Figure 3.10 – La valeur efficace du flux harmonique normalisé pour la stratégie SVPWM en fonction de m dans la zone linéaire

Conclusion

Ce chapitre vient de présenter les outils que nous utiliserons pour l'évaluation de chaque stratégie MLI. Ils sont particulièrement adaptés pour une application en environnement embarqué (évaluation des pertes de commutation de l'onduleur et du stress des condensateurs de filtrage) tout en évaluant la qualité de l'alimentation de la charge.

Ces critères ont été non seulement définis mais aussi appliqués de manière systématique à la stratégie de référence SVPWM. Ainsi, nous pourrions directement évaluer les nouvelles stratégies proposées au chapitre 4.

Chapitre 4

Les stratégies pour la réduction de courant efficace dans les condensateurs

Dans ce chapitre nous allons présenter deux nouvelles stratégies MLI à double porteuse permettant de réduire la valeur efficace du courant absorbé par les condensateurs de découplage : la MLI à double porteuse étendue (Ext-DCPWM) et la MLI à double porteuse unifiée (Uni-DCPWM). La première, comme son nom l'indique, constitue une extension de la DCPWM introduite au chapitre 2 pour les valeurs réduites d'indice de modulation $m \leq \frac{2}{3}$ puisque la DCPWM originale proposée par Julien Hobraiche était inopérante dans cette zone et se ramenait alors à une SVPWM classique. Nous allons voir que cette extension consiste à appliquer deux vecteurs actifs non-adjacents sur une période de découpage. Une fois cette stratégie développée, les résultats obtenus nous ont conduits à remettre en cause la stratégie DCPWM jusque dans les zones extérieures de l'hexagone (*i.e.* les zones à fort indice de modulation).

En première partie, les principes de chaque stratégie à l'échelle de la période de découpage ("microscopique") et à l'échelle de période fondamentale ("macroscopique") sont présentés. Les résultats analytiques en terme de courant dans les condensateurs de découplage, de pertes par commutation et en terme de qualité des courants dans charge sont présentés par la suite pour montrer une vision globale des avantages et des inconvénients de ces deux stratégies par rapport à la stratégie de référence (SVPWM). Enfin, la performance des nouvelles stratégies sera validée par la simulation numérique sur la base du modèle du banc de test (après l'identification et le recalage).

Sommaire

4.1	Motivation et principe	61
4.1.1	Interprétation vectorielle de la valeur instantanée de i_{dc} (dans le plan $\alpha\beta$)	61
4.1.2	Principe	64

4.1.3	La stratégie MLI à double porteuse étendue (Ext-DCPWM) .	65
4.1.4	La stratégie MLI à double porteuse unifiée Uni-DCPWM . .	73
4.1.5	Tableau récapitulatif	77
4.2	Évaluation des performances par calcul analytique	79
4.2.1	Calcul du courant efficace dans les condensateurs de découplage	79
4.2.2	Calcul de pertes par commutation	94
4.2.3	Calcul de valeur efficace des harmoniques des courants de charge	97
4.2.4	Bilan	102
4.2.5	Conclusion	103
4.3	Évaluation des performances par simulation numérique .	104
4.3.1	Identification et modélisation du banc d'essai	104
4.3.2	Résultats de simulation des stratégie Ext-DCPWM et Uni- DCPWM	108
4.3.3	Conclusions sur l'apports des simulations numériques	120

4.1 Motivation et principe

Comme nous l'avons vu au chapitre 2, la stratégie MLI à double porteuse DCPWM [JH09] permet de réduire le courant efficace dans les condensateurs de découplage. Cependant, cette stratégie présente encore les points faibles suivants :

- Elle n'est pas applicable pour les tensions de consigne de faible amplitude (*i.e.* $m < \frac{2}{3}$).
- Son algorithme pour l'implémentation en temps réel sur les cartes DSP dédiées est compliqué car plusieurs tests sont requis pour déterminer la zone dans laquelle se trouve le vecteur "tension" de consigne. Cela entraîne un temps de calcul "important".

Le travail présenté dans cette partie sera d'améliorer ces deux points faibles. Cela donne lieu à deux nouvelles stratégies à double porteuse :

- Ext-DCPWM pour Extended Double Carrier PWM qui a pour but d'étendre la DCPWM originale dans la zone des tensions de consigne de faible amplitude.
- Uni-DCPWM pour Unified Double Carrier PWM qui permet d'implémenter sur la carte DSP par un algorithme simple applicable à tous les niveaux d'amplitude des tensions de consigne.

Dans cette section, les raisonnements qui mènent au principe de ces deux nouvelles stratégies MLI sont présentés. Tout d'abord, une nouvelle présentation dans le plan $\alpha\beta$ de la valeur instantanée du courant entrant dans l'onduleur en fonction du vecteur de commande est introduite. Ensuite, les raisonnements à l'échelle de la période de découpage (échelle microscopique) puis à l'échelle de la période fondamentale (échelle macroscopique) des deux nouvelles stratégies sont développés.

4.1.1 Interprétation vectorielle de la valeur instantanée de i_{dc} (dans le plan $\alpha\beta$)

La valeur instantanée du courant i_{dc} (courant en entrée de l'onduleur) peut être déterminée mathématiquement à l'aide de la figure 4.1 (reprise de la figure 3.3 pour faciliter la lecture). Cependant, graphiquement, cette présentation ne permet pas de mettre en évidence l'amplitude et surtout le signe de ce courant. Dans cette partie, une nouvelle présentation géométrique dans le plan $\alpha\beta$ de ce courant est présentée à l'aide de la transformation de Clarke.

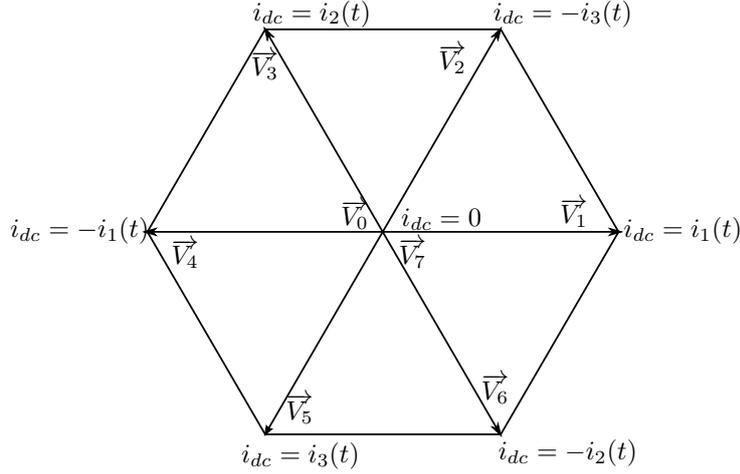


Figure 4.1 – Valeur instantanée de i_{dc} en fonction du vecteur de sortie

La valeur instantanée du courant absorbé par l'onduleur, qui dépend des courants instantanés de la charge et du vecteur appliqué à la sortie de l'onduleur, est calculée par :

$$\begin{aligned}
 i_{dc} &= (\mathbf{c}_3)^t \cdot (\mathbf{i}_3) \\
 &= [C_{32} \cdot (\mathbf{c}_2)]^t \cdot [C_{32} \cdot (\mathbf{i}_2)] \\
 &= (\mathbf{c}_2)^t \cdot \underbrace{C_{32}^t \cdot C_{32}}_{\frac{3}{2}I_2} \cdot (\mathbf{i}_2) \\
 &= \frac{3}{2} \cdot (\mathbf{c}_2)^t \cdot (\mathbf{i}_2)
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

où $(\mathbf{i}_2) = \vec{I}$ est le vecteur des courants de charge dans le plan $\alpha\beta$, (\mathbf{c}_2) est le vecteur de commande de l'onduleur dans le plan $\alpha\beta$.

En appliquant les équations 1.23 et 1.24 nous avons la relation suivante :

$$\vec{V}_k = \frac{4}{3} \cdot C_{32}^t \cdot (\mathbf{c}_3) \tag{4.2}$$

Or

$$(\mathbf{c}_3) = C_{32} \cdot (\mathbf{c}_2) \tag{4.3}$$

D'où :

$$\begin{aligned}
 \vec{V}_k &= \frac{4}{3} \cdot \underbrace{C_{32}^t \cdot C_{32}}_{\frac{3}{2}I_2} \cdot (\mathbf{c}_2) \\
 &= 2 \cdot (\mathbf{c}_2)
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

donc

$$(\mathbf{c}_2) = \frac{1}{2} \cdot \vec{V}_k \tag{4.5}$$

avec $k \in \{0, 1, \dots, 7\}$.

En appliquant cette relation à l'équation 4.1, nous obtenons :

$$\begin{aligned} i_{dc} &= \frac{3}{4} \cdot (\vec{V}_k)^t \cdot (\mathbf{i}_2) \\ &= \frac{3}{4} \cdot \vec{V}_k \bullet \vec{I} \end{aligned} \quad (4.6)$$

où \bullet est le produit scalaire entre deux vecteurs du plan $\alpha\beta$.

Par conséquent, la valeur instantanée du courant i_{dc} s'exprime, dans le plan $\alpha\beta$, par un produit scalaire entre le vecteur "tension normalisé" en sortie de l'onduleur et le vecteur des courants de charge, autrement dit *la valeur instantanée de i_{dc} est (à un coefficient $\frac{3}{4}$ près) la projection orthogonale du vecteur \vec{I} sur le vecteur \vec{V}_k* . Cette représentation permet donc, graphiquement, d'avoir la valeur instantanée de i_{dc} en terme de signe et d'amplitude en fonction du vecteur "tension" appliqué (donc en fonction du vecteur de commande).

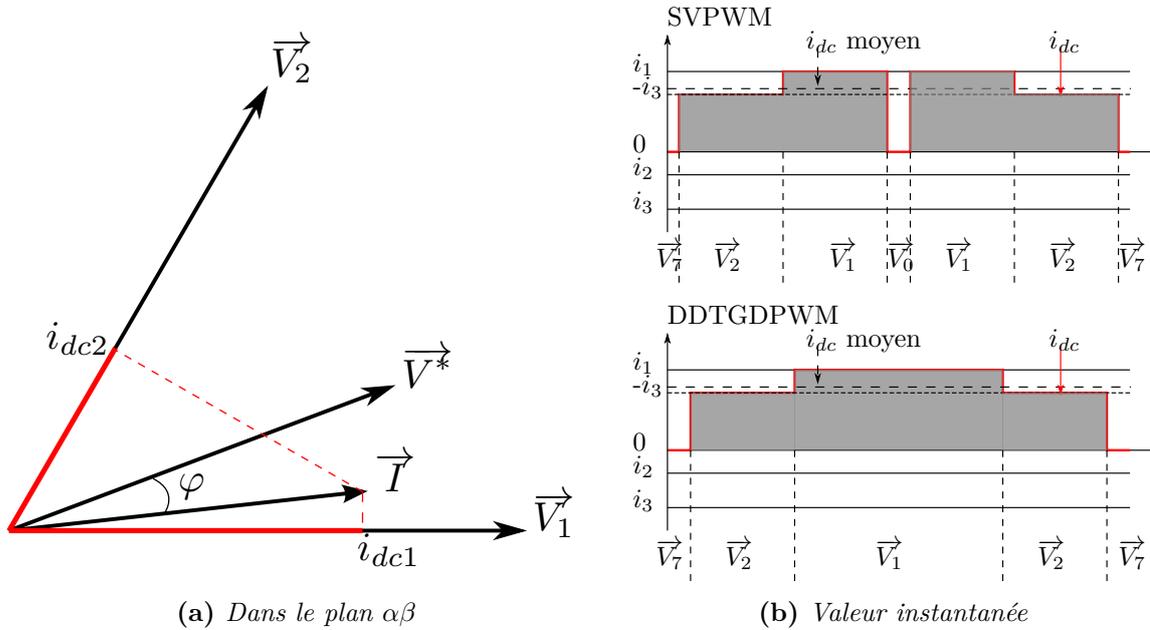


Figure 4.2 – Courant i_{dc} pendant une période de découpage

Prenons un exemple où le vecteur "tension" de référence se trouve dans le secteur I de l'hexagone et que le vecteur du courant dans la charge est déphasé par rapport au vecteur tension d'un angle φ (c.f. figure 4.2). Si on applique la stratégie SVPWM, la séquence suivante est appliquée 7-2-1-0-0-1-2-7, ou si on applique une stratégie DPWM, la séquence suivante est appliquée 7-2-1-1-2-7 par exemple . Dans ces cas, le courant instantané i_{dc} varie comme présenté à la figure 4.2b. On peut constater, avec la figure 4.2a, que la valeur instantanée de i_{dc} correspond effectivement à l'image de la projection orthogonale du vecteur \vec{I} sur le vecteur de sortie appliqué : la valeur de i_{dc1} (la projection de \vec{I} sur \vec{V}_1) correspond à i_1 en terme d'amplitude, de même pour i_{dc2} qui

vaut $-i_3$ ¹. La projection sur les vecteurs de roue libre (vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7) donne une valeur instantanée nulle à i_{dc} . Il peut également être constaté que dans les deux cas, la valeur moyenne de i_{dc} sur la période de découpage reste la même (puisque dans les deux cas, le point de fonctionnement est le même en terme de puissance dans la charge).

Il est important de noter par exemple à partir de ces figures que si on applique le vecteur \vec{V}_4 (qui est opposé de \vec{V}_1), le courant i_{dc} prendra la valeur $-i_{dc1}$.

Dans cette section, nous avons proposé une présentation géométrique dans le plan $\alpha\beta$ de la valeur instantanée du courant absorbé par l'onduleur i_{dc} en fonction du vecteur de commande de l'onduleur. Cette nouvelle représentation s'avère particulièrement utile dans la compréhension des mécanismes à l'oeuvre dans les différentes stratégies au niveau du bus continu et en particulier pour les différentes variantes des DCPWM. Elle nous permettra de choisir la séquence des vecteurs à appliquer de manière optimale à l'échelle microscopique puis macroscopique pour la réduction de courant efficace dans les condensateurs de découplage.

4.1.2 Principe

Comme le courant absorbé dans les condensateurs de découplage est la partie oscillante du courant i_{dc} (et que la valeur moyenne de i_{dc} est le courant en provenance de la batterie²), pour réduire le stress électrique dans ces composants, il faut une stratégie MLI qui permet d'avoir une variation minimale de i_{dc} autour de sa valeur moyenne. Autrement dit, il faut avoir une valeur efficace de i_{dc} la plus proche possible de sa valeur moyenne.

En observant la figure 4.2b, pour les deux stratégies, une grande partie de l'oscillation de i_{dc} sur une période de découpage est due à son retour à 0 quand les vecteurs de roue libre sont appliqués. Il est naturel de chercher à éviter l'application des vecteurs de roue libre quand c'est possible ou tout du moins à en minimiser la durée. Néanmoins, il faut aussi éviter d'appliquer deux vecteurs opposés pour remplacer les vecteurs de roue libre car cela induirait une encore plus forte oscillation autour de la valeur moyenne (car on aurait une valeur instantanée de i_{dc} négative à certains instants même en fonctionnement "moteur"). C'est dans cette optique que nous proposons les nouvelles stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM qui seront développées par la suite.

En complément de la performance en terme de courant efficace dans les condensateurs de découplage, nous souhaitons également limiter autant que possible les pertes par commutation et pouvoir vérifier expérimentalement les nouvelles stratégies sur banc d'essai. Les contraintes qui se posent alors sont les suivantes :

1. On admettra qu'à l'échelle de la période de découpage, les courants i_1 , i_2 et i_3 peuvent être considérés comme constants

2. quasi constant en pratique

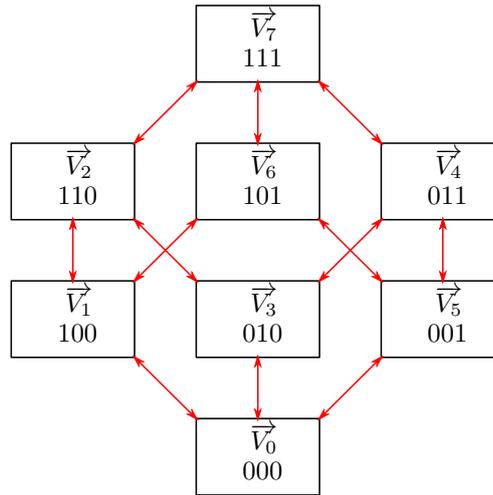


Figure 4.3 – *Notion d'accessibilité des vecteurs d'espace*

- La fréquence moyenne des commutations des transistors doit être maintenue au même niveau ou en dessous de celle de la stratégie SVPWM. Cela veut dire sur chaque période de découpage, chaque bras de pont ne change d'état qu'au maximum deux fois (la figure 4.3 illustre alors l'accessibilité des vecteurs d'espace à partir d'un vecteur quelconque). Il est d'ailleurs préférable d'avoir un motif discontinu des modulantes (pas de commutation d'un bras de pont sur une période de découpage entière) lorsque cela est possible.
- Il doit être possible d'implémenter les nouvelles stratégies sur la carte DSP du banc d'essai.

Avec les contraintes choisies, une première conséquence est que pendant chaque période de découpage, il n'est possible d'utiliser que 3 vecteurs d'état, et qu'avec le choix de porteuse symétrique, la séquence des vecteurs appliqués est également symétrique (de forme $x - y - z - z - y - x$).

Nous nous appuyons sur le cas où le vecteur "tension" de référence se trouve dans le secteur I de l'hexagone (*i.e.* $v_1^* \geq v_2^* \geq v_3^*$ où v_i^* est la tension de consigne normalisée pour le bras de pont i) pour les raisonnements qui suivent.

4.1.3 La stratégie MLI à double porteuse étendue (Ext-DCPWM)

Comme présenté précédemment, la réduction de la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage peut être obtenue par l'élimination de l'application des vecteurs de roue libre à l'échelle microscopique. Cependant, cette solution n'est possible que pour un indice de modulation m supérieur à $\frac{2}{3}$ (*i.e.* les zones triangles intérieures et extérieures illustrées à la figure 2.8). Pour la zone de l'hexagone intérieur, l'utilisation des vecteurs de roue libre (au moins un) est obligatoire. Afin de réduire l'oscillation de i_{dc} par rapport à la stratégie SVPWM, la solution est de minimiser le temps d'application de ces vecteurs de roue libre à l'échelle microscopique. Cette

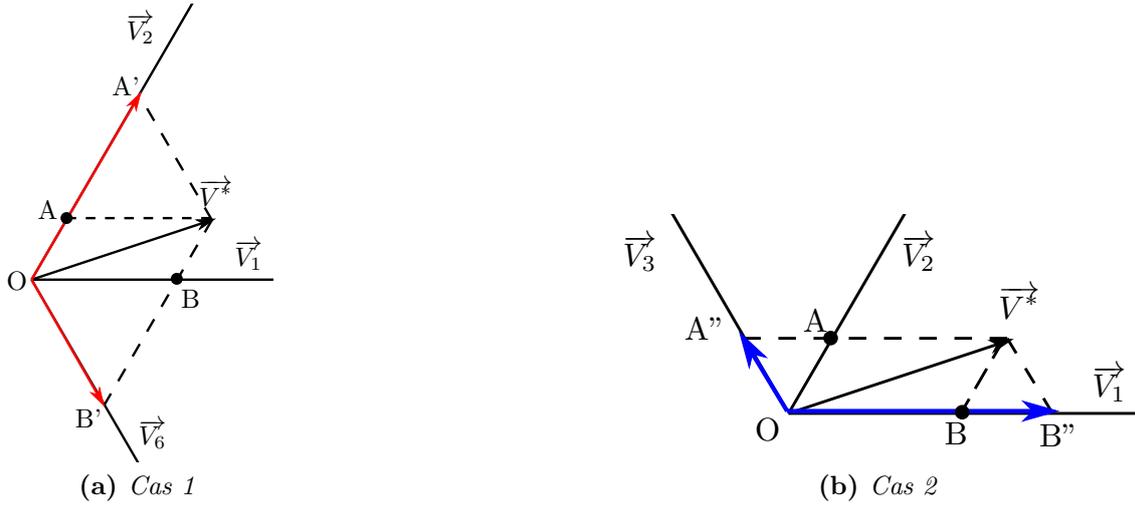


Figure 4.4 – Projection du vecteur de référence dans le secteur 1 sur les vecteurs actifs non-adjacents

minimisation est possible grâce à l'utilisation de deux vecteurs actifs non-adjacents. Ceci est le principe de la stratégie Ext-DCPWM à l'échelle microscopique pour la zone de l'hexagone intérieur tandis que pour la zone des triangles intérieurs et extérieurs le principe de la DCPWM originale s'applique.

Dans le paragraphe suivant, nous allons montrer la démarche conduisant à la réduction des durées d'application du (ou des) vecteur(s) de roue libre.

4.1.3.1 Échelle microscopique

Classiquement pour les stratégies de type APWM, afin de reproduire un vecteur de référence se trouvant dans cette zone, deux vecteurs actifs adjacents sont utilisés en complément des vecteurs de roue libre. Notre approche consiste à utiliser deux vecteurs actifs non-adjacents et un vecteur de roue libre. Les figures 4.4a et 4.4b présentent deux combinaisons possibles pour un vecteur de référence se trouvant dans le secteur I de l'hexagone : la combinaison \vec{V}_2 , \vec{V}_6 et le vecteur de roue libre \vec{V}_7 (fig.4.4a) ou la combinaison \vec{V}_1 , \vec{V}_3 et le vecteur de roue libre \vec{V}_0 (fig. 4.4b). Bien évidemment dans les deux cas, un bras de pont reste bloqué (non-commuté) pendant la période de découpage : pour la combinaison \vec{V}_2 , \vec{V}_6 , \vec{V}_7 , le bras de pont 1 est bloqué à l'état haut, alors que pour la combinaison \vec{V}_1 , \vec{V}_3 , \vec{V}_0 le bras de pont 3 est bloqué à l'état bas. Pour avoir une image des temps d'application des vecteurs actifs, on utilise la projection colinéaire comme présentée à la figure 4.4. Prenons pour l'exemple le cas de \vec{V}_2 , \vec{V}_6 (fig.4.4a) : les coordonnées du vecteur de référence \vec{V}^* dans la base (\vec{V}_2, \vec{V}_6) reflètent les temps d'application de ces vecteurs pendant une période de découpage comme c'est déjà le cas pour la SVPWM. Néanmoins, ici, l'angle décrit entre les deux vecteurs de base étant de 120° (à comparer aux 60° du cas de la SVPWM), la production en moyenne du vecteur \vec{V}^* s'avère moins efficace, ce qui conduit à une augmentation des

durées d'application des vecteurs actifs. Par conséquent, le complément de temps sur la période de découpage dédié au vecteur de roue libre est réduit d'autant. L'objectif fixé initialement est donc atteint à condition que les valeurs instantanées du courant i_{dc} pendant l'application des vecteurs actifs soient positives (toujours en mode "moteur"). On voit alors que le facteur de puissance (et donc le déphasage φ entre le vecteur \vec{V}^* et le vecteur du courant de charge \vec{I}) joue un rôle dans le résultat obtenu : les évaluations qui sont menées dans la suite du mémoire tiendront donc compte de ce paramètre. Ceci permettra de lever l'indétermination concernant le choix entre les deux séquences possibles pour un même vecteur de référence : cet aspect macroscopique du problème est traité au paragraphe suivant. On montrera ensuite que la poursuite de cet objectif rejoint la recherche d'une stratégie minimisant les pertes par commutation dans l'onduleur.

4.1.3.2 Échelle macroscopique :

Afin d'expliquer le choix des combinaisons de vecteurs utilisées dans le secteur I de l'hexagone, on se limite au cas $0^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$. Pour les autres valeurs de φ , le raisonnement reste le même.

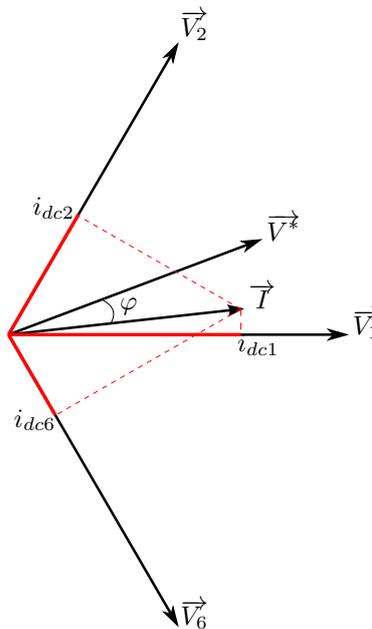


Figure 4.5 – Projection orthogonale du vecteur courant sur les vecteurs actifs dans le plan $\alpha\beta$

Il peut être noté à partir de la figure 4.5 que la projection orthogonale du vecteur \vec{I} sur le vecteur \vec{V}_2 (i.e. l'image de la valeur instantanée du courant i_{dc} si le vecteur \vec{V}_2 est appliqué) n'est positive que si :

$$\theta - \varphi \geq -30^\circ \quad (4.7)$$

La projection du vecteur \vec{I} sur le vecteur \vec{V}_6 n'est positive que si :

$$\theta - \varphi \leq 30^\circ \quad (4.8)$$

Donc, idéalement, la combinaison $\vec{V}_2, \vec{V}_6, \vec{V}_7$ est utilisée pour $-30^\circ + \varphi \leq \theta \leq 30^\circ + \varphi$ car dans ce cas, la valeur i_{dc} sera positive ou nulle pendant toute la période de découpage. Pour le reste des valeurs de φ , c'est la combinaison $\vec{V}_1, \vec{V}_3, \vec{V}_0$ qui est utilisée pour la même raison que le cas précédent.

Puisque nous nous trouvons dans le secteur I de l'hexagone, donc $0 \leq \theta \leq 60^\circ$, il faut traiter 3 cas différents :

- Cas 1 : $0^\circ \leq \varphi \leq 30^\circ$: la combinaison $\vec{V}_2, \vec{V}_6, \vec{V}_7$ est utilisée pour $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ + \varphi$, la combinaison $\vec{V}_1, \vec{V}_3, \vec{V}_0$ est utilisée pour $30^\circ + \varphi \leq \theta \leq 60^\circ$.
- Cas 2 : $30^\circ \leq \varphi \leq 60^\circ$: la combinaison $\vec{V}_2, \vec{V}_6, \vec{V}_7$ est utilisée pour $-30^\circ + \varphi \leq \theta \leq 60^\circ$. La figure 4.6a présente un cas où $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ + \varphi$; dans ce cas, les projections orthogonales du vecteur \vec{I} sur les vecteurs \vec{V}_2 et \vec{V}_3 sont négatives ($-i_{dc2}$ et $-i_{dc6}$ respectivement) et l'amplitude de i_{dc2} est plus petite que i_{dc6} . Afin de limiter la fluctuation du courant absorbé par l'onduleur, le choix est naturellement la combinaison $\vec{V}_2, \vec{V}_6, \vec{V}_7$. Ainsi, dans ce cas, la combinaison $\vec{V}_2, \vec{V}_6, \vec{V}_7$ est utilisée pour tout le secteur I.
- Cas 3 : $60^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$: la figure 4.6b présente 2 cas possibles de vecteur "tension" de référence \vec{V}^* et $\vec{V}^{*'}$ avec deux vecteurs de courant de charge associés \vec{I} et \vec{I}' . Avec le même raisonnement que le cas précédent, pour le vecteur de tension de référence \vec{V}^* , il est préférable d'utiliser la combinaison $\vec{V}_1, \vec{V}_3, \vec{V}_0$. Pour l'autre cas ($\vec{V}^{*'}$) la combinaison $\vec{V}_2, \vec{V}_6, \vec{V}_7$ est préférable. En pratique, les machines électriques ont rarement un facteur de puissance qui correspond à ce cas. Par conséquent, un algorithme qui tient uniquement compte des cas 1 et 2 sera développé.

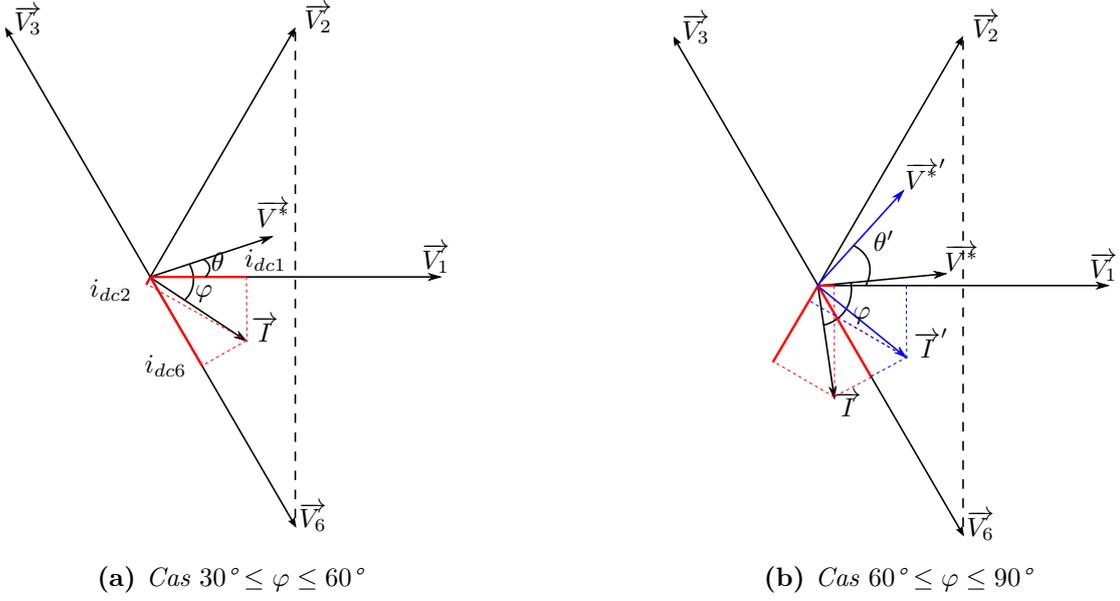


Figure 4.6 – Projection orthogonale du vecteur de courant sur les vecteurs actifs utilisés selon la valeur de φ

4.1.3.3 L'implémentation sur les cartes DSP dédiées

Les cartes DSP dédiées comme la Texas Instruments TMS320F2812 offrent la possibilité d'implémenter les stratégies MLI avec l'approche intersective et l'approche vectorielle (appelée Direct Digital Technique). Cependant, l'approche vectorielle n'est applicable que pour la stratégie SVPWM. Il est donc nécessaire d'élaborer une technique d'implémentation pour la stratégie Ext-DCPWM en se basant uniquement sur l'approche intersective.

A partir du raisonnement pour les cas 1 et 2 précédents, il peut être déduit que (pour le secteur I de l'hexagone) :

- $0^\circ \leq \varphi \leq 30^\circ$: le bras de pont 1 est bloqué à l'état haut pour $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ + \varphi$, pour le reste du secteur I, le bras de pont 3 est bloqué à l'état bas.
- $30^\circ \leq \varphi \leq 60^\circ$: le bras de pont 1 est bloqué à l'état haut pour tout le secteur 1.

Il est utile de remarquer à l'aide de la figure 4.7 que pour $0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$:

- Si $0^\circ \leq \varphi \leq 30^\circ$: $|i_1| > |i_3|$ pour $0^\circ \leq \theta \leq 30^\circ + \varphi$ et $|i_3| > |i_1|$ pour $30^\circ + \varphi \leq \theta \leq 60^\circ$
- Si $30^\circ \leq \varphi \leq 60^\circ$: $|i_1| > |i_3|$ pour $30^\circ \leq \theta \leq 60^\circ$

Cette remarque va nous permettre d'établir l'algorithme pour la détermination des séquences de vecteurs à appliquer pendant chaque période de découpage.

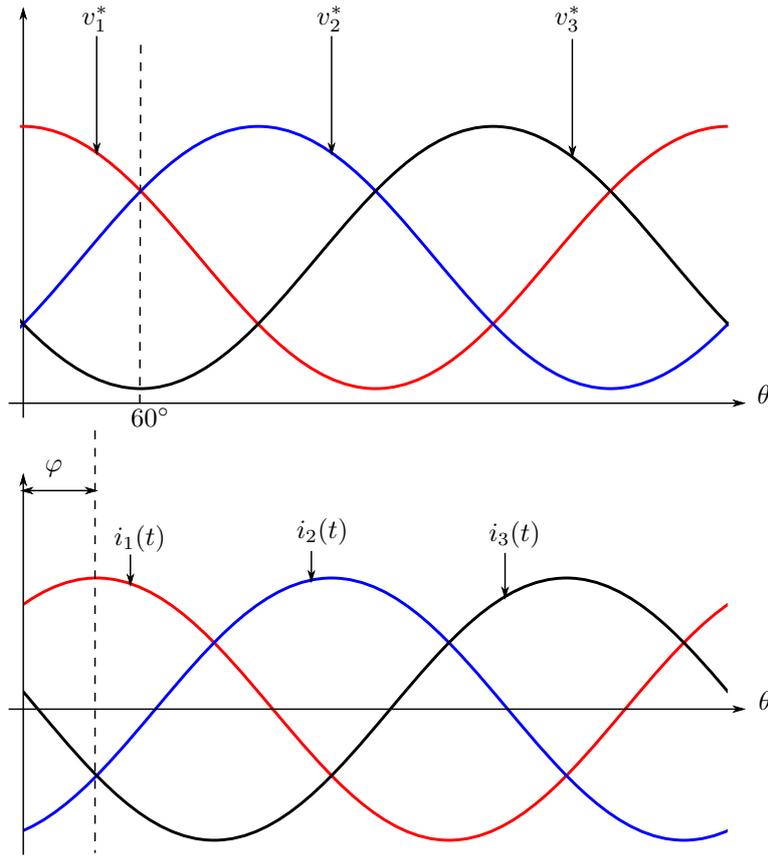


Figure 4.7 – Tensions et courants triphasés avec un déphasage φ

Les figures 4.8 et 4.9 montrent la méthode d'implémentation de la stratégie MLI utilisant deux vecteurs actifs non-adjacents pour un vecteur de tension de référence se trouvant dans le secteur I de l'hexagone. Les porteuses ont une valeur crête de 1 comme on peut le voir illustré à la figure 4.8. Tout d'abord, on ajoute un homopolaire v_{n0} aux trois tensions de référence. Dans ce cas, la valeur de v_{n0} est de :

$$v_{n0} = 1 - v_1^* \quad (4.9)$$

afin de bloquer le bras de pont 1 à l'état haut. Les valeurs des modulantes obtenues sont :

$$\begin{cases} mod_1 = v_1^* + v_{n0} = 1 \\ mod_2 = v_2^* + v_{n0} \\ mod_3 = v_3^* + v_{n0} \end{cases} \quad (4.10)$$

Dans la figure 4.8a, le bras de pont 3 est comparé avec la deuxième porteuse (descendante-montante), alors que les deux autres bras de pont sont comparés avec la porteuse montante-descendante. De cette manière la séquence des vecteurs $\vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_6 - \vec{V}_7 - \vec{V}_2$ est générée. On constate que le rapport cyclique du bras de pont 3 reste le même si ce bras de pont est comparé avec la porteuse montante-descendante, la seule différence

est qu'au lieu de commencer la période de découpage par l'état haut, il commence avec l'état bas. Dans la figure 4.8b, c'est le bras de pont 2 qui utilise la deuxième porteuse et les deux autres bras de pont utilisent la première porteuse. La séquence des vecteurs $\vec{V}_6 - \vec{V}_7 - \vec{V}_2 - \vec{V}_7 - \vec{V}_6$ est alors générée. Bien que les séquences soient différentes en apparence, elles sont en fait équivalentes (le milieu de la période de découpage pour l'une correspond au début ou à la fin pour l'autre).

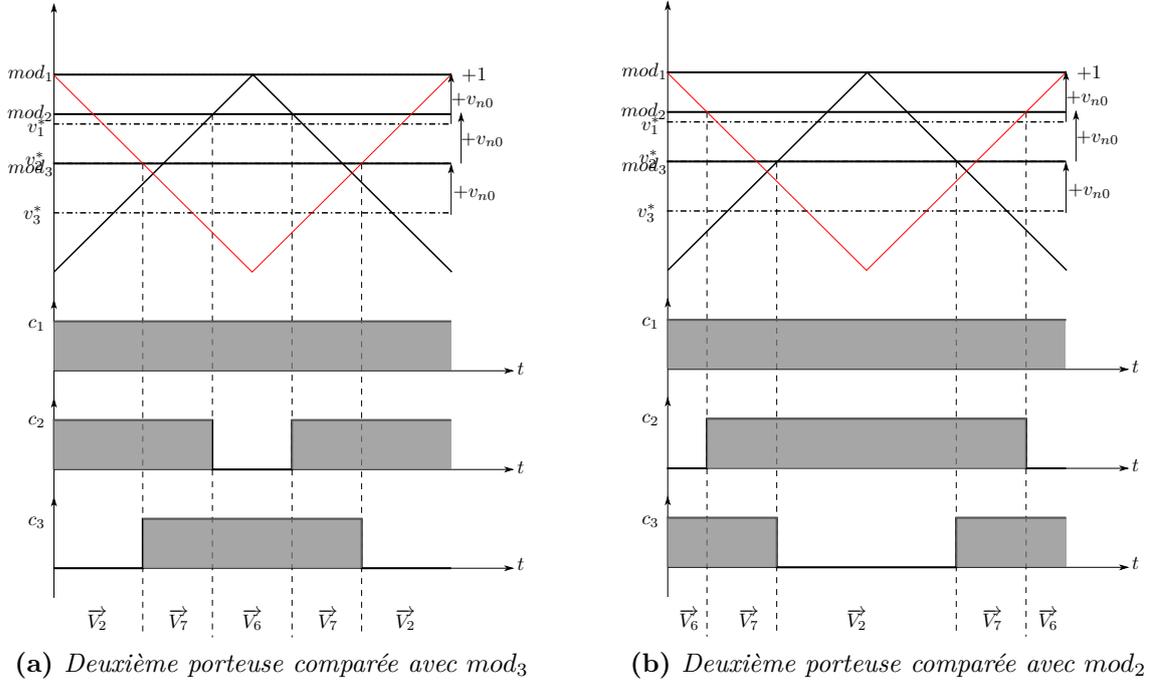


Figure 4.8 – Implémentation sur les cartes DSP : $\vec{V}_2, \vec{V}_6, \vec{V}_7$

A l'aide de ces figures, les temps d'application de chaque vecteur dans la séquence peuvent être déterminés de manière suivante :

$$\begin{cases} \frac{t_2}{T_d} = \frac{1}{2} \times (1 + mod_3) \\ \frac{t_6}{T_d} = \frac{1}{2} \times (1 + 1 - mod_2) \\ \frac{t_7}{T_d} = 1 - \frac{t_2}{T_d} - \frac{t_6}{T_d} \end{cases} \quad (4.11)$$

où t_i signifie le temps d'application pour vecteur \vec{V}_i .

Les figures 4.9 présentent la méthode d'implémentation conduisant aux séquences $\vec{V}_3 - \vec{V}_0 - \vec{V}_1 - \vec{V}_0 - \vec{V}_3$ ou $\vec{V}_1 - \vec{V}_0 - \vec{V}_3 - \vec{V}_0 - \vec{V}_1$. La seule différence est la valeur de v_{n0} , qui dans ce cas est calculée par la formule suivante :

$$v_{n0} = -1 - mod_3 \quad (4.12)$$

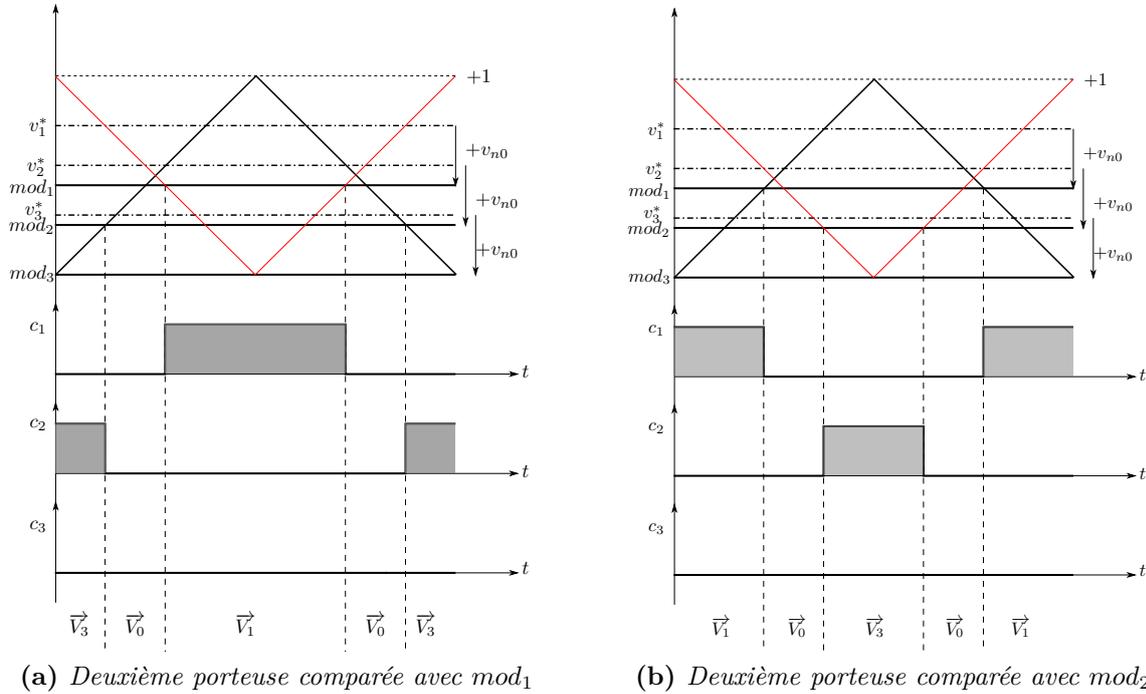


Figure 4.9 – Implémentation sur les cartes DSP : $\vec{V}_1, \vec{V}_3, \vec{V}_0$

Comme on vient de le voir, le choix des séquences des vecteurs à appliquer dans le secteur I peut se faire par une comparaison de la valeur absolue des courants. Concrètement, il s'agit au niveau de la commande de déterminer la valeur de l'homopolaire v_{n0} . L'algorithme associé à cette tâche, présenté à la figure 4.10, comporte les étapes suivantes :

- Détermination d'ordre des trois tensions de référence afin de détecter les 2 bras de pont blocables.
- Comparaison de valeur absolue des courants instantanés associés aux deux bras de pont blocables.
- Le bras de pont effectivement bloqué est celui traversé par le courant (instantané) dont la valeur absolue est la plus grande.

Par ailleurs, dans la mesure où on vient de voir qu'il s'agit d'une stratégie discontinue (DPWM), on peut s'attendre à une réduction des pertes par commutation : ceci sera d'ailleurs vérifié au paragraphe 4.2.2.

Par rapport aux stratégies MLI classiques, cette stratégie nécessite 2 capteurs de courant supplémentaires, et une deuxième porteuse³.

En suivant l'algorithme présenté à la figure 4.10, la figure 4.11 permet de voir, pour différentes valeurs de φ variant de -90° à 90° , les zones où chaque séquence est appliquée (toujours dans la zone de l'hexagone intérieur).

Nous venons de traiter le principe de la stratégie à double porteuse appliqué à la zone

3. D'une manière astucieuse, cette deuxième porteuse n'est pas obligatoire si on adjoint un circuit de multiplexage au DSP. Ce point sera abordé dans le chapitre 5 du mémoire.

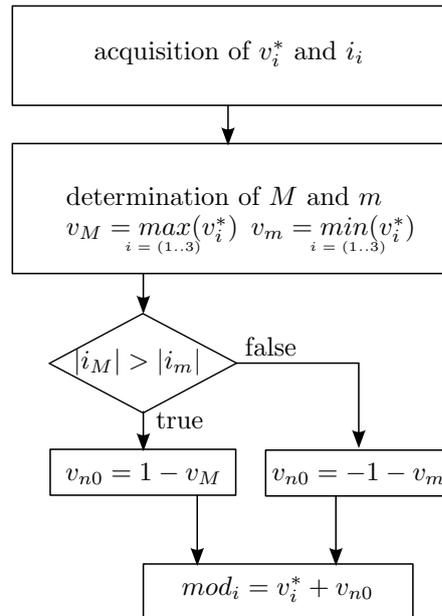


Figure 4.10 – Algorithme pour la détermination de v_{n0} de la stratégie DDT-GDPWM

de l'hexagone intérieur. La stratégie Ext-DCPWM consiste alors simplement à utiliser cette technique et à commuter vers la DCPWM originale en dehors de cette zone (triangles intérieurs et extérieurs) comme illustré à la figure 4.12.

Cette stratégie a été présentée dans [TN11]. Le point faible de cette stratégie réside dans son implémentation : deux algorithmes distincts sont requis : un algorithme pour la zone de l'hexagone intérieur, un autre pour les zones des triangles intérieurs et extérieurs. Ce point sera amélioré par l'introduction de la stratégie à double porteuse unifiée (Uni-DCPWM) qui fait l'objet de la section suivante.

4.1.4 La stratégie MLI à double porteuse unifiée Uni-DCPWM

Pour surmonter le point faible de la stratégie Ext-DCPWM tout en maintenant ses performances, nous avons mené des investigations sur le comportement de la stratégie appliquée à l'hexagone intérieur lorsqu'elle est appliquée en dehors de cette zone. Il s'est avéré que les résultats obtenus étaient identiques ou meilleurs en tout point de fonctionnement alors que l'algorithme a vu sa complexité réduite par une approche unifiée (d'où le nom de stratégie Uni-DCPWM).

Le concept initial (depuis la DCPWM originale) qui consistait à éviter de manière stricte l'application des vecteurs de roue libre lorsque cela est possible, bien qu'intuitivement satisfaisant pour atteindre l'objectif fixé, s'avère sous optimal comme l'illustre l'exemple développé à la figure 4.14a (*c.f.* point de fonctionnement à la figure 4.13). On voit sur le même point de fonctionnement que l'utilisation de la technique employée dans l'hexagone intérieur conduit à un meilleur résultat (*c.f.* figure 4.14b). On retrouve

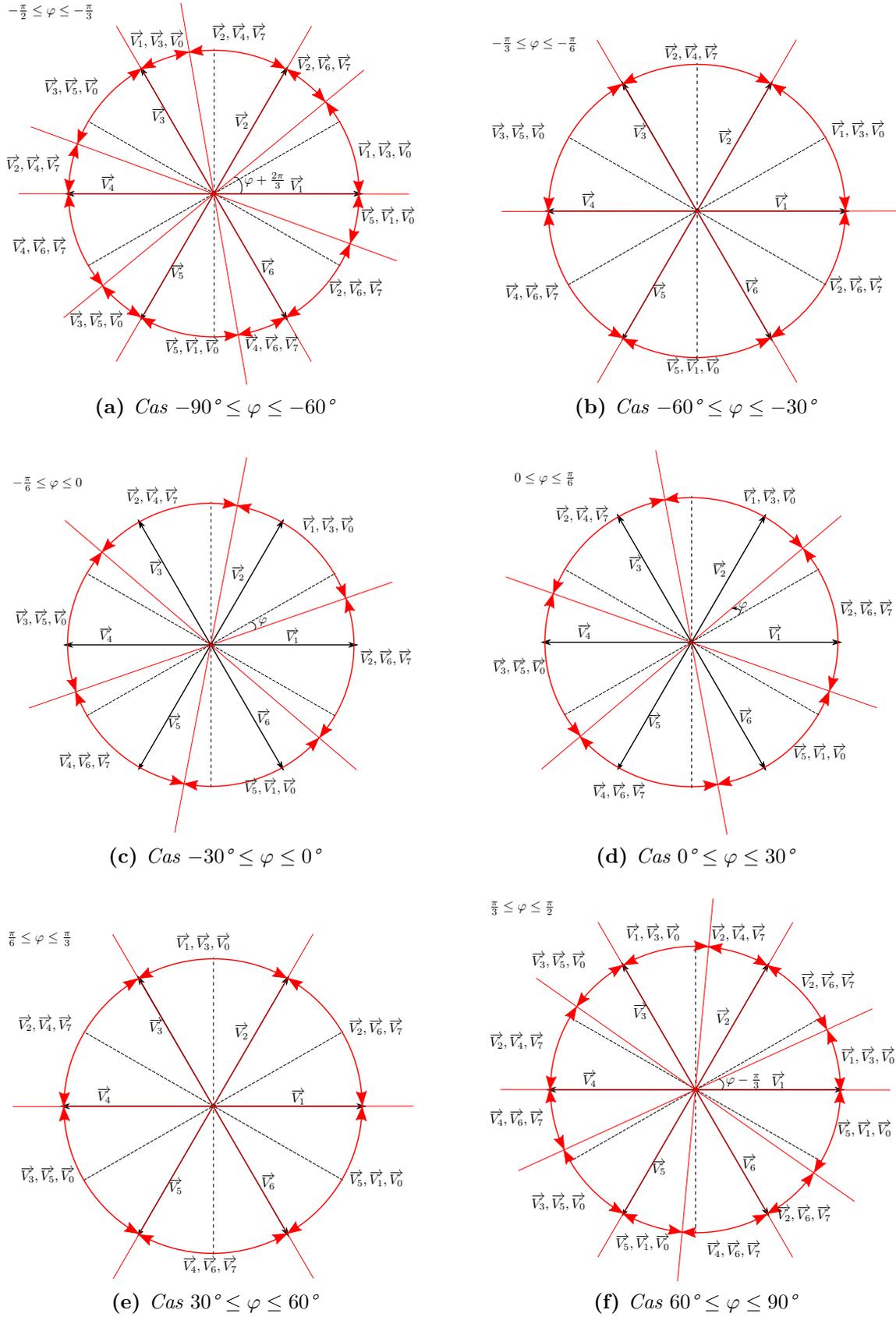


Figure 4.11 – Zone des séquences des vecteurs utilisées sur une période fondamentale dans la zone de hexagone intérieur pour différentes valeur de φ

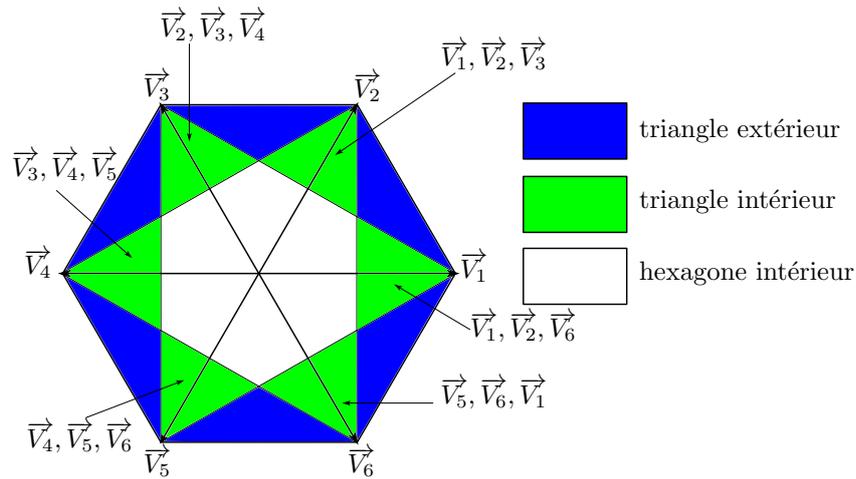


Figure 4.12 – Les zones de l'hexagone

dans cet exemple la séquence typique (à deux vecteurs actifs et un vecteur nul) de la technique développée dans la section précédente mais on peut voir dans un autre exemple présenté aux figures 4.16a et 4.16b que cette même technique est capable de produire des séquences à trois vecteurs actifs (comme la DCPWM originale). En utilisant cette technique, sur une période fondamentale, les séquences de vecteurs appliqués correspondantes aux différentes valeurs de φ sont présentées aux figures 4.15a, 4.15b et 4.15c.

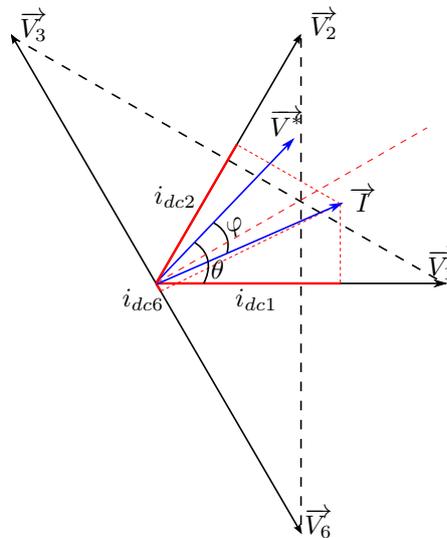


Figure 4.13 – Exemple d'un vecteur tension de référence se trouvant dans un triangle intérieur

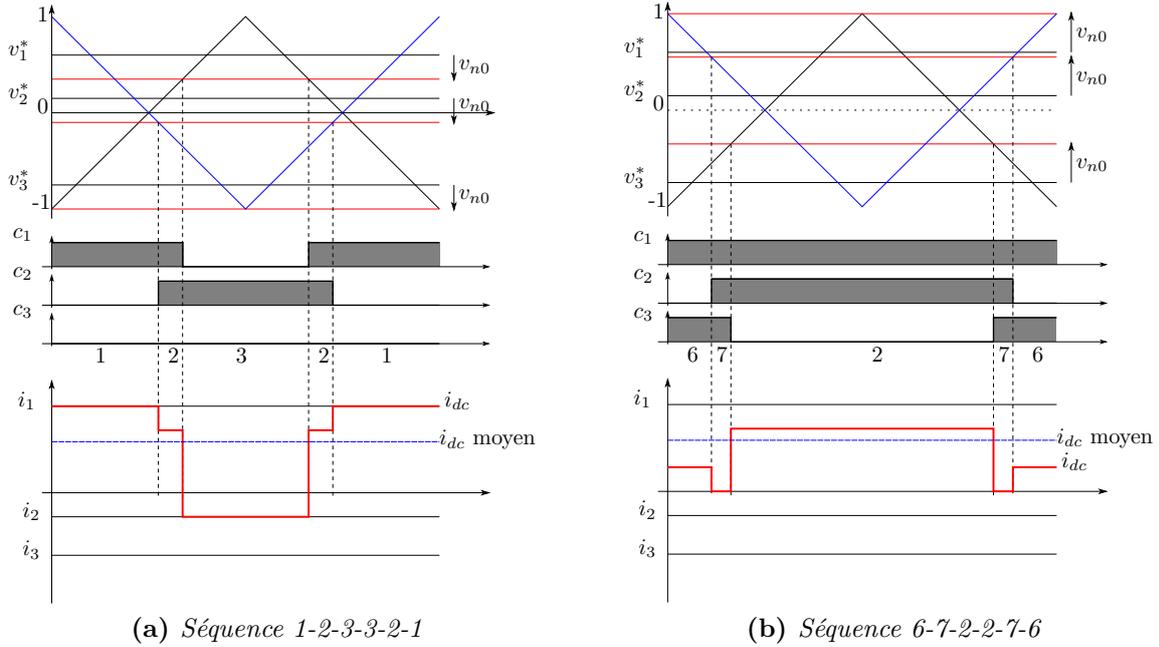


Figure 4.14 – Variation de i_{dc} pour la période de découpage pour la situation présentée à la figure 4.13

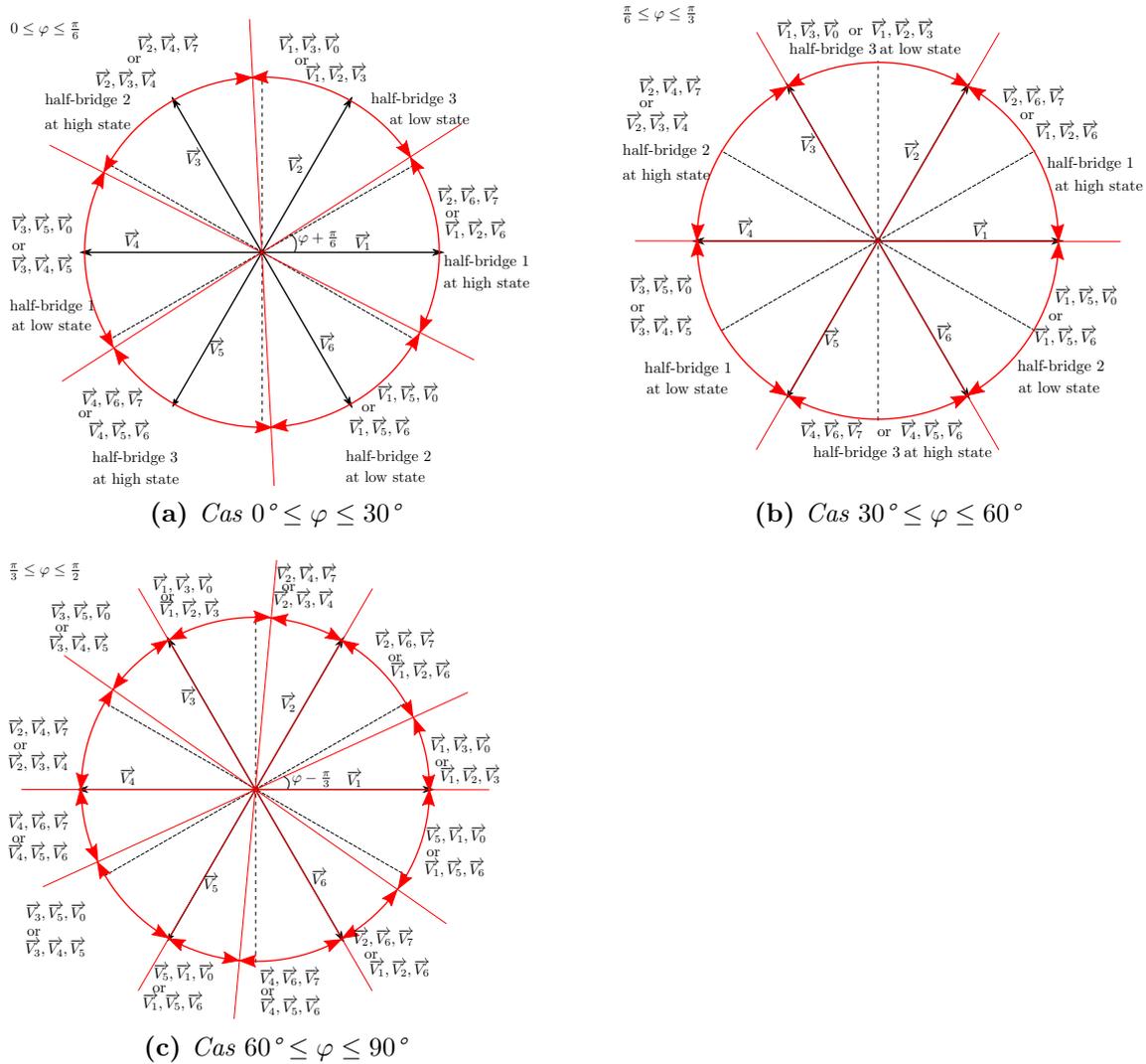


Figure 4.15 – Zones et séquences des vecteurs sur la période fondamentale pour les valeurs de $\varphi \in [0^\circ, 90^\circ]$

Cette stratégie permet d’avoir un algorithme unique sur le DSP de commande, quelque soit la localisation du vecteur “tension” de référence dans l’hexagone. Cet algorithme est la combinaison de la DDT-GDPWM (évoquée au chapitre 2) et d’une deuxième porteuse. C’est pour cette raison que cette nouvelle stratégie est appelée Uni-DCPWM pour Unified Double Carrier PWM strategy (Stratégie MLI à double porteuse unifiée). La différence principale par rapport à la Ext-DCPWM, de par son implémentation, est que dans les zones des triangles intérieurs, les séquences utilisant trois vecteurs actifs ne sont plus appliquées de manière automatique ; il est possible que dans ces zones les séquences utilisant deux vecteurs actifs non-adjacents soit utilisées, surtout pour les valeurs de φ proches de 30° . Cette différence apporte des améliorations en terme de stress électrique des condensateurs de découplage pour les charges dont le facteur de puissance se trouvant dans la plage $\cos \varphi \geq 0.5$ et également en terme de pertes par commutation par rapport à la stratégie Ext-DCPWM. Cela sera démontré dans la section 4.2.

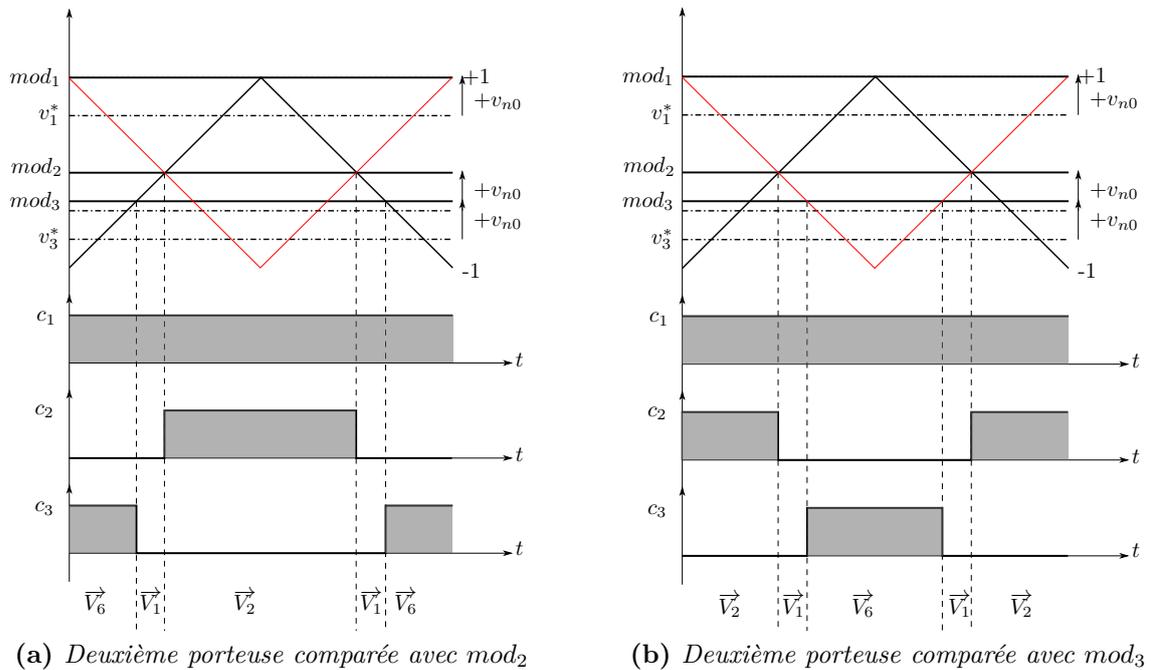


Figure 4.16 – Implémentation sur les cartes DSP : \vec{V}_1 , \vec{V}_2 , \vec{V}_6

4.1.5 Tableau récapitulatif

Le tableau 4.1 suivant récapitule la spécificité des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM que nous venons de présenter.

	Hexagone intérieur	Triangles intérieurs	Triangles extérieurs
Ext-DCPWM	<ul style="list-style-type: none"> - l'utilisation des vecteurs de roue libre est obligatoire - deux vecteurs actifs non-adjacents et un vecteur de roue libre est appliqué à chaque période de découpage 	<ul style="list-style-type: none"> - une séquence de trois vecteurs actifs consécutifs est possible à chaque période de découpage. - cette séquence est imposée en fonction de la localisation du vecteur de référence 	<ul style="list-style-type: none"> - deux séquences de trois vecteurs actifs consécutifs sont possibles à chaque période de découpage - le choix entre ces deux possibilités est fait de manière à réduire l'ondulation de i_{dc}. Cette contrainte rejoint alors celle de minimisation des pertes par commutations.
Uni-DCPWM	<ul style="list-style-type: none"> - le choix de séquence des vecteurs est fait de manière à assurer que le courant i_{dc} ondule le moins possible, cela correspond également à la minimisation des pertes par commutations. 	<ul style="list-style-type: none"> - deux cas possibles : trois vecteurs actifs ou deux vecteurs actifs non-consécutifs et un vecteur de roue libre. - le choix entre ces deux possibilités est fait de manière à réduire l'ondulation de i_{dc}. Cette contrainte rejoint alors celle de minimisation des pertes par commutations. 	

Table 4.1 – Tableau récapitulatif des stratégies *Ext-DCPWM* et *Uni-DCPWM*

Dans la section suivante, nous allons présenter les résultats analytiques de l'évaluation de ces deux stratégies et comparer avec ceux de la stratégie de référence, la SVPWM.

4.2 Évaluation des performances par calcul analytique

Les performances en terme de courant efficace dans les condensateurs de découplage, en terme des pertes par commutation et en terme de qualité de courant dans la charge seront évaluées dans cette partie en utilisant les outils introduits au chapitre 3.

Les hypothèses posées sont celles du chapitre 3, pour faciliter la lecture du mémoire, elles sont rappelées ici :

- Le vecteur de tension de référence \vec{V}^* peut être considéré comme constant pendant chaque période de découpage (si $f_d \gg f_f$).
- Les courants dans la charge sont considérés comme purement sinusoïdaux.
- La tension du bus continu est considérée comme constante.

4.2.1 Calcul du courant efficace dans les condensateurs de découplage

Comme présenté au chapitre 3, puisque le motif de courant i_{dc} se répète tous les $1/6$ du plan $\alpha\beta$, le calcul sur un secteur suffit. Les calculs dans secteur I de l'hexagone sont présentés ici. Dans ce secteur, nous avons les conditions suivantes :

$$0^\circ \leq \theta \leq 60^\circ \quad (4.13)$$

$$v_1^* \geq v_2^* \geq v_3^* \quad (4.14)$$

Les calculs pour le cas $0^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$ sont présentés en détail. Les résultats pour les autres valeurs de φ peuvent être obtenus aisément grâce aux caractéristiques de symétries du courant dans les condensateurs de découplage.

Pour commencer, les temps d'application des vecteurs pendant chaque période de découpage sont déterminés. Il convient ensuite de calculer la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage pour les stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM. Pour chaque stratégie, un comparaison avec la stratégie SVPWM sera faite.

4.2.1.1 Calcul du temps d'application des vecteurs à l'échelle microscopique

4.2.1.1.1 Calcul du temps d'application de chaque vecteur pour la combinaison $\vec{V}_2, \vec{V}_6, \vec{V}_7$:

Il existe deux méthodes de calcul du temps d'application de chaque vecteur pendant la période de découpage :

- Méthode analytique qui se base sur une somme vectorielle
- Méthode graphique qui se base sur les motifs de MLI “intersective” (la figure 4.8 par exemple)

Ces deux méthodes sont équivalentes. Ici, nous présenterons un exemple où la première méthode est utilisée. Pour cela, sur une période de découpage nous avons la relation suivante :

$$t_2 \vec{V}_2 + t_6 \vec{V}_6 + t_7 \underbrace{\vec{V}_7}_{\vec{0}} = T_d \vec{V}^* \quad (4.15)$$

où t_2 , t_6 et t_7 sont les temps d'application des vecteurs \vec{V}_2 , \vec{V}_6 et \vec{V}_7 respectivement pendant une période de découpage, donc nous avons une deuxième relation :

$$t_2 + t_6 + t_7 = T_d \quad (4.16)$$

En utilisant l'équation 1.25, la relation 4.15 devient :

$$t_2 \times \frac{4}{3} \times e^{j\frac{\pi}{3}} + t_6 \times \frac{4}{3} \times e^{-j\frac{\pi}{3}} = m \times e^{j\theta} \quad (4.17)$$

En projetant cette équation sur les axes α et β , nous avons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} t_2 \times \frac{4}{3} \times \cos \frac{\pi}{3} + t_6 \times \frac{4}{3} \times \cos(-\frac{\pi}{3}) = T_d \times m \times \cos \theta & \text{projection sur l'axe } \alpha \\ t_2 \times \frac{4}{3} \times \sin \frac{\pi}{3} + t_6 \times \frac{4}{3} \times \sin(-\frac{\pi}{3}) = T_d \times m \times \sin \theta & \text{projection sur l'axe } \beta \\ t_2 + t_6 + t_7 = T_d \end{cases} \quad (4.18)$$

si t_2 , t_6 et t_7 sont les inconnues, nous avons donc trois équations pour trois inconnues, la résolution est simple et le résultat est :

- \vec{V}_2 ($i_{dc} = -i_3$) est appliqué pendant : $t_2 = T_d \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \times m \times \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) \right)$
- \vec{V}_6 ($i_{dc} = -i_2$) est appliqué pendant : $t_6 = T_d \times \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} \times m \times \sin(\theta - \frac{\pi}{3}) \right)$
- \vec{V}_7 ($i_{dc} = 0$) est appliqué pendant : $t_7 = T_d \times \left(1 - \frac{3}{2} \times m \times \cos \theta \right)$

4.2.1.1.2 Calcul du temps d'application de chaque vecteur pour la combinaison \vec{V}_0 , \vec{V}_1 , \vec{V}_3 :

En suivant la même méthode, nous obtenons :

- \vec{V}_1 ($i_{dc} = i_1$) est appliqué pendant : $t_1 = T_d \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \times m \times \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) \right)$
- \vec{V}_3 ($i_{dc} = i_2$) est appliqué pendant : $t_3 = T_d \times \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \times m \times \sin(\theta) \right)$
- \vec{V}_0 ($i_{dc} = 0$) est appliqué pendant : $t_0 = T_d \times \left(1 - \frac{3}{2} \times m \times \sin(\theta + \frac{\pi}{6}) \right)$

4.2.1.1.3 Calcul du temps d'application de chaque vecteur pour la combinaison $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_6$:

Les temps d'application de chaque vecteur pendant chaque période de découpage pour ce cas sont :

– \vec{V}_2 ($i_{dc} = -i_3$) est appliqué pendant

$$t_2(\theta) = T_d \times \left\{ 1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \times m \times \sin\left(\theta - \frac{\pi}{3}\right) \right\} \quad (4.19)$$

– \vec{V}_6 ($i_{dc} = -i_2$) est appliqué pendant

$$t_6(\theta) = T_d \times \left\{ 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \times m \times \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \right\} \quad (4.20)$$

– \vec{V}_1 ($i_{dc} = i_1$) est appliqué pendant

$$t_1(\theta) = T_d \times \left\{ \frac{3}{2} \times m \times \cos(\theta) - 1 \right\} \quad (4.21)$$

Puisque les temps d'application pour \vec{V}_2 et \vec{V}_6 sont toujours positifs, pour pouvoir appliquer \vec{V}_1 il faut que $t_1(t)$ soit positif, *i.e.* :

$$\frac{3}{2} \times m \times \cos(\theta) - 1 \geq 0 \quad (4.22)$$

Donc

$$m \geq \frac{2}{3 \times \cos(\theta)} \quad (4.23)$$

pour $0 \leq \theta \leq 60^\circ$ (*i.e.* secteur I dans le plan $\alpha\beta$). Cette zone de validité de la MLI à double porteuse est représentée par la zone bleue à la figure 4.17a. La limite inférieure de m est atteinte quand $\theta = 0^\circ$, *i.e.* $m = \frac{2}{3}$. En dessous de cette valeur, l'utilisation de trois vecteurs actifs est impossible. Ainsi, l'application de deux vecteurs actifs non-adjacents est obligatoire.

4.2.1.1.4 Calcul du temps d'application de chaque vecteur pour la combinaison $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3$:

Les temps d'application de chaque vecteur sont :

– \vec{V}_1 ($i_{dc} = i_1$) est appliqué pendant

$$t_{13}(\theta) = T_d \times \left\{ 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \times m \times \sin(\theta) \right\} \quad (4.24)$$

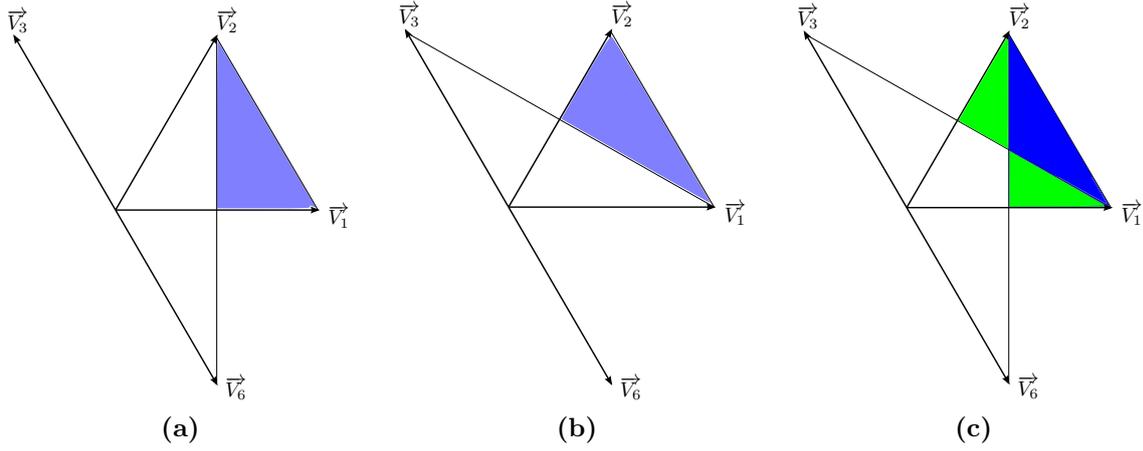


Figure 4.17 – Zone de validité pour la MLI double porteuse

– \vec{V}_3 ($i_{dc} = i_2$) est appliqué pendant

$$t_{33}(\theta) = T_d \times \left\{ 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \times m \times \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \right\} \quad (4.25)$$

– \vec{V}_2 ($i_{dc} = -i_3$) est appliqué pendant

$$t_{23}(\theta) = T_d \times \left\{ \frac{3}{2} \times m \times \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) - 1 \right\} \quad (4.26)$$

Avec le même raisonnement que le dans cas précédent, les temps d'application des vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_3 dans le secteur I sont toujours positifs. Pour que le temps d'application de \vec{V}_2 soit positif, la condition suivante doit être satisfaite :

$$\frac{3}{2} \times m \times \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) - 1 \geq 0 \quad (4.27)$$

D'où :

$$m \geq \frac{2}{3 \times \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right)} \quad (4.28)$$

La zone de validité pour l'application de ces trois vecteurs est présentée par la zone bleue dans le figure 4.17b. La limite inférieure pour la valeur de m est atteinte quand $\theta = 60^\circ$, donc $m = \frac{2}{3}$ encore une fois.

La figure 4.17c présente la combinaison des zones où l'application de trois vecteurs actifs est possible dans le secteur I. Trois zones différentes sont alors distinguées :

- La zone intérieure (non grisée) : l'application de trois vecteurs actifs est impossible. Le choix est d'appliquer deux vecteurs actifs non-adjacents et un vecteur de roue libre.
- Les triangles intérieurs (zone verte) : un seul choix des 3 vecteurs actifs est possible.
- Les triangles extérieurs (zone bleue) : il y a deux possibilités au niveau des choix des

3 vecteurs actifs.

Grâce à la caractéristique de symétrie dans le plan $\alpha\beta$, ces zones peuvent être élargies sur toute la surface de l'hexagone ; ceci est présenté à la figure 2.8 et reprise à la figure 4.12.

4.2.1.2 Calcul de la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage pour la stratégie Ext-DCPWM

Pour le calcul de la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage, selon la valeur de m , trois cas sont à traiter (c.f. figure 4.18) :

– $m < \frac{2}{3}$:

L'utilisation de deux vecteurs actifs non-adjacents est obligatoire (c.f. figure 4.18a).

Les détails de zones d'application sont présentés à la figure 4.11.

– $\frac{2}{3} \leq m \leq \frac{4}{3\sqrt{3}}$ ($0.66 \leq m \leq 0.77$) :

Le vecteur de référence balaye 2 triangles intérieurs et l'hexagone intérieur (voir fig 4.18b et 4.18c). Selon la valeur de θ , 3 cas de figure se produisent :

– $0 \leq \theta \leq 60^\circ - \alpha(m)$: le vecteur de référence se trouve dans le triangle intérieur de \vec{V}_1 . Les trois vecteurs actifs à appliquer sont : \vec{V}_1 , \vec{V}_2 et \vec{V}_6 .

– $60^\circ - \alpha(m) \leq \theta \leq \alpha(m)$: le vecteur de référence se trouve dans l'hexagone intérieur (voir le cas $m < \frac{2}{3}$).

– $\alpha(m) \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$: le vecteur de référence se trouve dans le triangle intérieur de \vec{V}_2 . Les trois vecteurs actifs à appliquer sont : \vec{V}_1 , \vec{V}_2 et \vec{V}_3 .

Il est important de noter que $\alpha(m)$ est un angle qui est fonction de m . Afin d'établir la formule de $\alpha(m)$, nous allons utiliser la relation dans la formule 4.23. En effet, le point M dans les figures 4.18b et 4.18d se trouve à la fois sur la trajectoire du vecteur de référence (avec $\theta = 60^\circ - \alpha(m)$) et sur la limite de la zone de validité de la MLI double porteuse, donc nous avons la relation suivante :

$$m = \frac{2}{3 \times \cos(\frac{\pi}{3} - \alpha(m))} \quad (4.29)$$

d'où :

$$\alpha(m) = \frac{\pi}{3} - \arccos\left(\frac{2}{3m}\right) \quad (4.30)$$

– $m > \frac{4}{3\sqrt{3}} = 0.77$:

Dans ce cas, nous avons $0 \leq \alpha(m) \leq 30^\circ$. Le vecteur de référence balaye 3 zones différentes. La figure 4.18d illustre la trajectoire du vecteur de référence dans le secteur 1 pour différentes valeurs de θ :

– Pour $0 \leq \theta \leq \alpha(m)$, le vecteur de référence se trouve dans le triangle intérieur de \vec{V}_1 . Les trois vecteurs actifs à appliquer sont : \vec{V}_1 , \vec{V}_2 et \vec{V}_6 .

– Pour $60^\circ - \alpha(m) \leq \theta \leq 60^\circ$, le vecteur de référence se trouve dans le triangle

intérieur lié à \vec{V}_2 . Les trois vecteurs actifs à appliquer sont : \vec{V}_1 , \vec{V}_2 et \vec{V}_3 .

- Pour $\alpha(m) \leq \theta \leq 60^\circ - \alpha(m)$, le vecteur de référence se trouve dans un triangle extérieur. Deux ensembles des vecteurs actifs sont possibles. Pour minimiser les pertes par commutation, si $|i_1(t)| > |i_3(t)|$, le choix est \vec{V}_1 , \vec{V}_2 et \vec{V}_6 (*i.e.* bloquer le bras 1 à l'état haut), sinon le choix est \vec{V}_1 , \vec{V}_2 et \vec{V}_3 (*i.e.* bloquer le bras 3 à l'état bas).

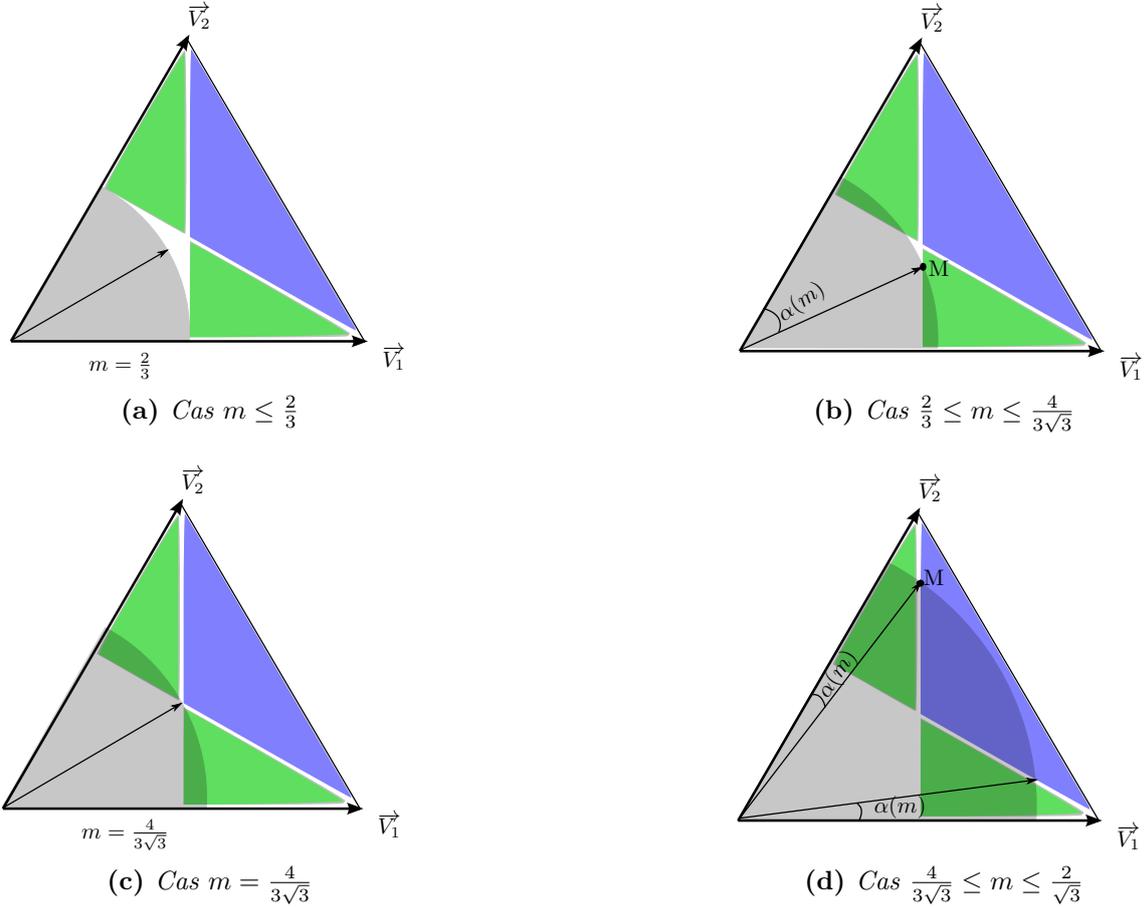


Figure 4.18 – Trajectoire du vecteur de référence dans le secteur 1 selon la valeur de m

La valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage $RMS(I_c)$ est calculée à partir de la valeur moyenne et efficace ($\langle I_{dc} \rangle$ et $\overline{I_{dc}}$ respectivement) du courant i_{dc} calculé sur 1/6 de la période fondamentale :

$$RMS(I_c) = \sqrt{\overline{I_{dc}^2} - \langle I_{dc} \rangle^2} \quad (4.31)$$

Les détails du calcul ne sont pas présentés mais on peut noter ici est que la formule analytique pour calculer le courant moyen entrant dans l'onduleur est la même quelle que soit la stratégie MLI utilisée :

$$\langle I_{dc} \rangle = \frac{3}{4} \times \hat{I} \times m \times \cos(\varphi) \quad (4.32)$$

Ce qui est parfaitement normal d'un point de vue physique :

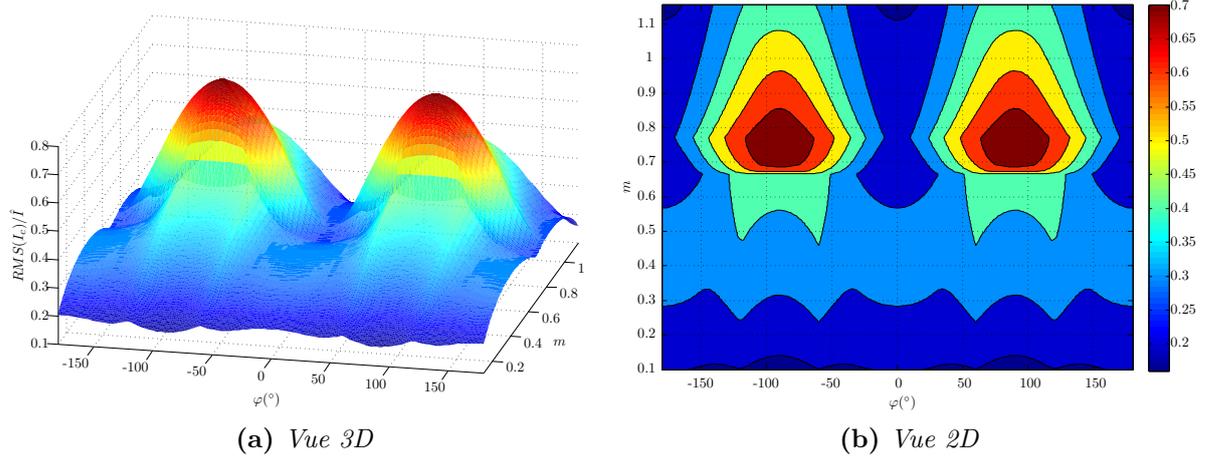


Figure 4.19 – Cartographie du rapport $RMS(I_c)/\hat{I}$ de la stratégie double porteuse étendue en fonction de m et de φ

$$P_{entree} = V_{batt} \times \langle I_{dc} \rangle \quad (4.33)$$

En ce qui concerne la valeur efficace, puisque les séquences de vecteurs appliqués à chaque période de découpage changent avec la valeur de φ et de m , une formule analytique globale ne peut pas être obtenue facilement. Par conséquent, seuls les résultats numériques calculés avec l’aide de Matlab sont présentés.

Résultats Les figures 4.19a et 4.19b présentent la cartographie de $RMS(I_c)/\hat{I}$ (rapport de valeur efficace du courant absorbé par les condensateurs de découplage sur la valeur crête du courant de la charge) en fonction de m et de φ dans la zone linéaire de la Ext-DCPWM. On peut remarquer qu’avec cette stratégie, ce rapport peut atteindre la valeur de 0.7 à $m = 0.75$ et $\varphi = 90^\circ$. Il est intéressant de remarquer que ce rapport est bas (ne dépasse pas 0.35) pour les valeurs de φ proches de 0 (*i.e.* le facteur de puissance proche de 1), contrairement à la stratégie SVPWM où ce rapport est maximal pour $\varphi = 0^\circ$. Ces figures permettent d’avoir une première idée sur le dimensionnement des condensateurs de découplage pour une application embarquée.

Une des méthodes les plus simples pour comparer l’efficacité de la stratégie double porteuse étendue par rapport à la stratégie SVPWM en termes de courant des condensateurs de découplage est de calculer le rapport entre elles. Si le rapport est plus grand que 1, c’est la stratégie SVPWM qui est plus avantageuse, si le rapport est inférieur à 1, c’est la stratégie Ext-DCPWM qui est meilleure. La cartographie aux figures 4.20a et 4.20b présente ce rapport. On voit bien qu’il existe un “couloir” autour de $\varphi = 0^\circ$ où la stratégie Ext-DCPWM diminue effectivement le courant efficace dans les condensateurs de découplage par rapport à la stratégie SVPWM. Le rapport est particulièrement bas autour du point $m = 0.7$, $\varphi = 0^\circ$ (la valeur du rapport est 0.6, *i.e.* le gain en courant est de l’ordre de 40%); cette zone correspond au cas où on utilise à la fois les séquences

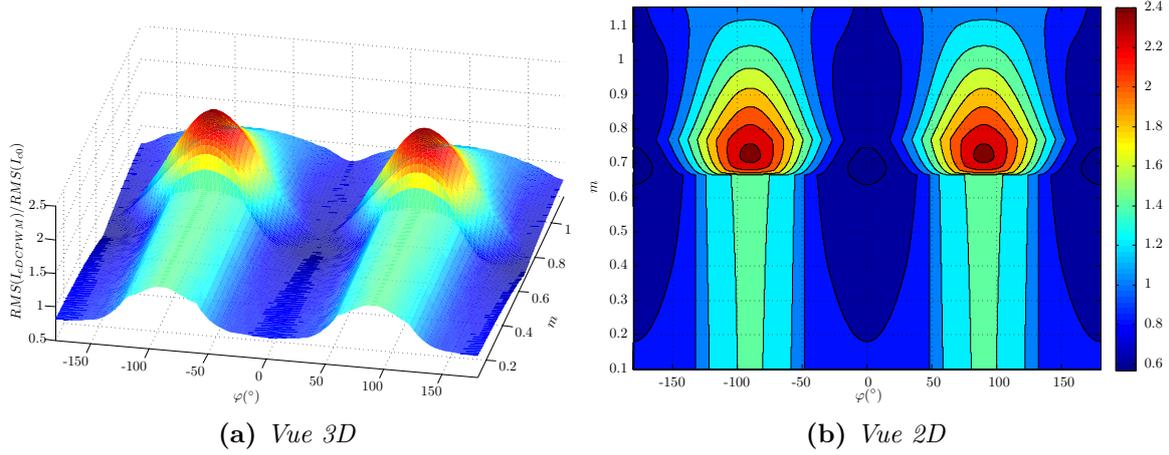


Figure 4.20 – Cartographie du rapport entre la valeur efficace de courant absorbé par les condensateurs de découplage de la stratégie Ext-DCPWM et la SVPWM en fonction de m et de φ

de trois vecteurs actifs et les séquences de deux vecteurs actifs non-adjacents (le cas $\frac{2}{3} \leq m \leq \frac{4}{3\sqrt{3}}$). Dans la zone de faible amplitude de tension $m \leq \frac{2}{3}$ (utilisation de deux vecteurs actifs non-adjacents), ce rapport reste inférieur à 1 dans une zone très large ($-50^\circ \leq \varphi \leq 50^\circ$ charge en mode moteur). Ceci affirme le principe décrit dans la section 4.1.3. Pour la zone où $m \geq \frac{4}{3\sqrt{3}} = 0.77$, ce rapport est identique à celui de la stratégie DCPWM car c'est la même stratégie qui est employée dans cette zone.

Les figures de 4.21a à 4.21e présentent les courbes du rapport $RMS(I_c)/\hat{I}$ de la stratégie double porteuse étendue (lignes continues, couleur verte) et de la stratégie SVPWM (lignes pointillées, couleur bleue) pour différentes valeurs de φ variant de 0° à 50° , ce qui correspond à la majorité des cas de machines électriques embarquées. On constate que, quand $\varphi \leq 20^\circ$, les courbes correspondant à la stratégie Ext-DCPWM se trouvent en dessous de celles correspondant à la SVPWM, *i.e.* la stratégie Ext-DCPWM est plus avantageuse que la SVPWM. En revanche, à partir de $\varphi \geq 40^\circ$ et pour un certain intervalle de m (centré autour de $m \simeq 0.8$) le phénomène inverse s'observe.

Il est envisageable d'appliquer différentes stratégies MLI selon le point de fonctionnement de la charge bien que cela puisse entraîner des complications au niveau de l'implémentation. Théoriquement, on pourrait appliquer la stratégie Ext-DCPWM dans la zone 1 présentée à la figure 4.22, dans la zone 2 on pourrait appliquer la stratégie DDT-GDPWM afin de minimiser les pertes par commutation de l'onduleur. En pratique, une solution serait d'appliquer la stratégie Ext-DCPWM pour les valeurs de φ comprises dans les intervalles $[-180^\circ, -150^\circ]$, $[-30^\circ, 30^\circ]$, $[150^\circ, 180^\circ]$, ce qui correspond, la plupart du temps, aux points fonctionnement des charges de type "machine synchrone". Cela donne un rapport de courant efficace des condensateurs de découplage par rapport à celui de la SVPWM comme présenté à la figure 4.23. On voit bien qu'en tout point de fonctionnement de la charge, le courant efficace des condensateurs de découplage de la

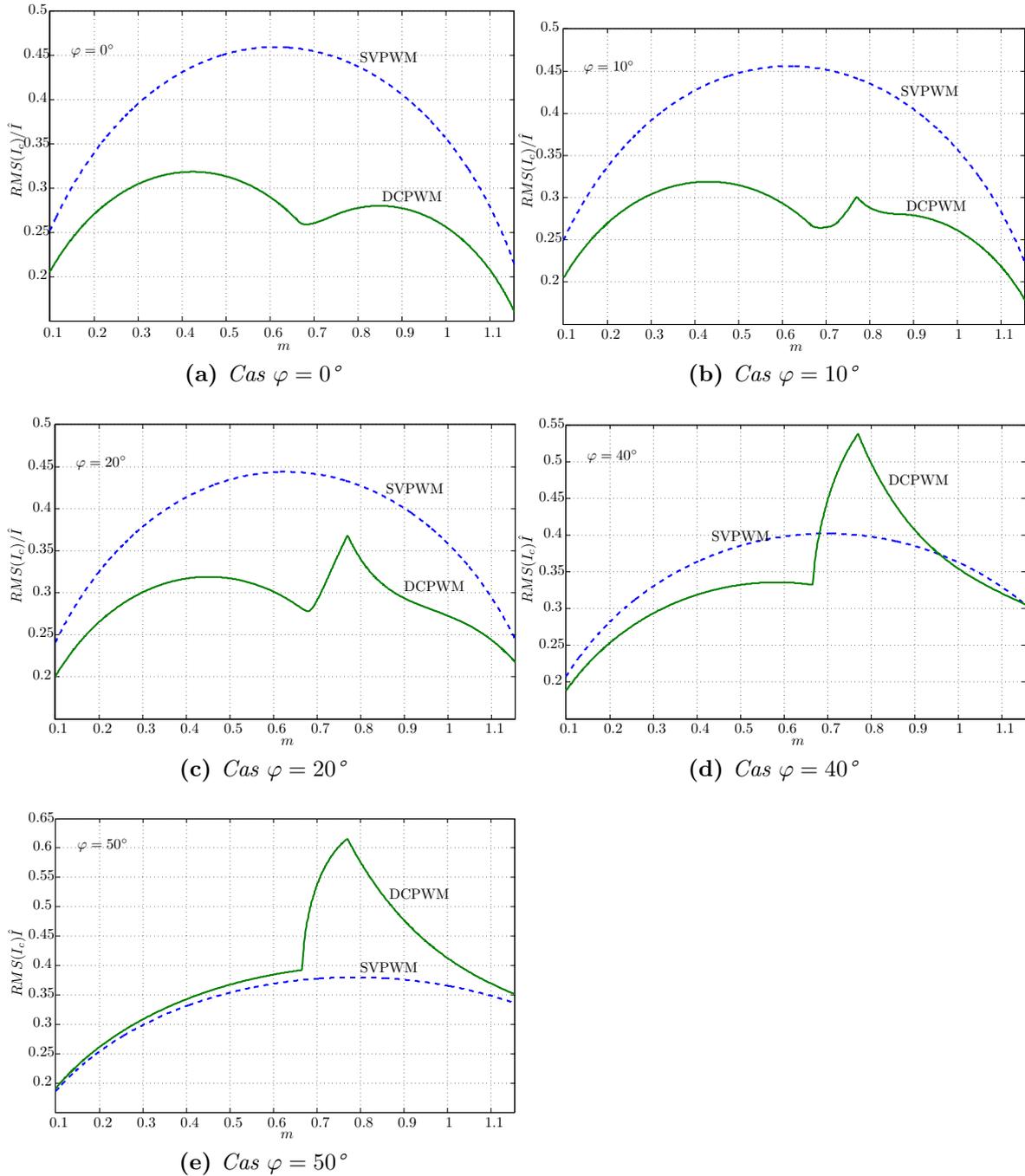


Figure 4.21 – Rapport $RMS(I_c)/\hat{I}$ en fonction de m pour différentes valeurs de φ

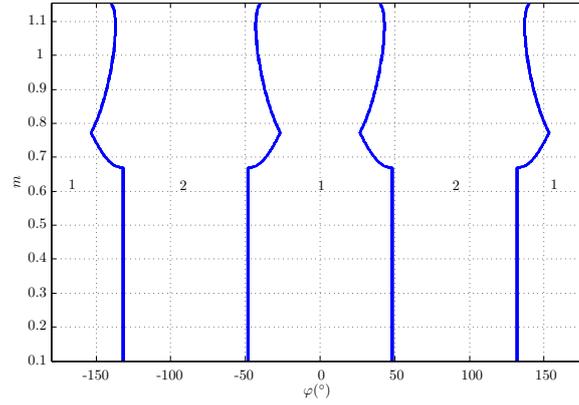


Figure 4.22 – Zone valide de la stratégie double porteuse étendue en fonction de m et φ

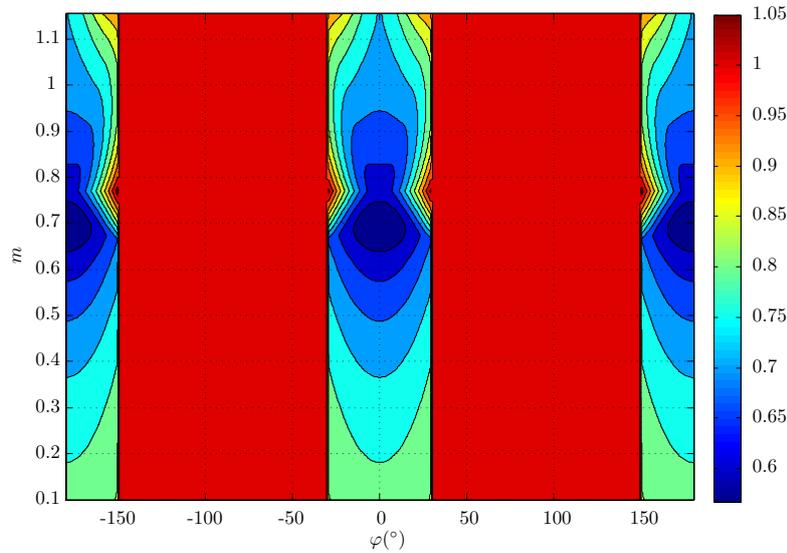


Figure 4.23 – Rapport du courant efficace des condensateurs de découplage de la stratégie combinée par rapport à la stratégie SVPWM en fonction de m et φ

stratégie combinée est plus faible ou égal à celui de la stratégie SVPWM.

4.2.1.3 Calcul de la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage de la stratégie Uni-DCPWM

A fin d'illustration, seul le cas correspondant aux valeurs de $\varphi \in [0, 30^\circ]$ est présenté mais pour les autres valeurs de φ le raisonnement est le même. Plaçons-nous alors dans la zone de forte amplitude de tension au secteur 1 de l'hexagone (*c.f.* figure 4.24). En appliquant l'algorithme de la stratégie Uni-DCPWM, on peut distinguer deux cas :

- Cas $30^\circ + \varphi \leq \alpha(m)$ (*c.f.* figure 4.24a) : les séquences des vecteurs appliqués sont exactement les mêmes qu'avec la stratégie Ext-DCPWM.
- Cas $30^\circ + \varphi \geq \alpha(m)$ (*c.f.* figure 4.24b) : les séquences des vecteurs appliqués pour la stratégie Uni-DCPWM sont : 2-1-6 de A à M, puis 2-7-6 de M à P, 1-2-3 de P à B, alors que pour la stratégie Ext-DCPWM les séquences sont 2-1-6 de A à M et 1-2-3 de M à B. La différence entre les deux stratégies (pour ce cas) se trouve sur l'arc

reliant M à P.

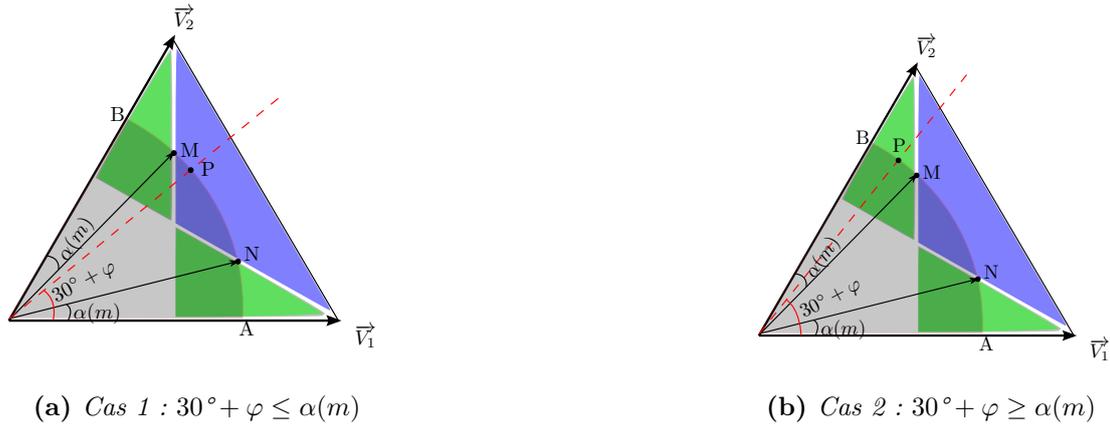


Figure 4.24 – Trajectoire de vecteur tension de référence dans le secteur I, le cas de grand indice de modulation $m > 0.77$ et $0^\circ \leq \varphi \leq 30^\circ$

Il est intéressant de noter la différence entre Ext-DCPWM et Uni-DCPWM dans la zone $0.66 < m < 0.77$. Dans cette zone, le vecteur “tension” de référence balaye les triangles intérieurs et l’hexagone intérieur. On distingue également deux cas :

- Cas $30^\circ + \varphi \leq \alpha(m)$ (c.f. figure 4.25a) : les séquences des vecteurs appliqués sont exactement les mêmes qu’avec la stratégie Ext-DCPWM. : 2-1-6 de A à M, puis 2-7-6 de M à P, 1-0-3 de P à N, 1-2-3 de N à B.
- Cas $30^\circ + \varphi \geq \alpha(m)$ (c.f. figure 4.25b) : les séquences des vecteurs appliqués pour la stratégie Uni-DCPWM sont : 2-1-6 de A à M, puis 2-7-6 de M à P, 1-2-3 de P à B, alors que pour la stratégie Ext-DCPWM les séquences sont 2-1-6 de A à N, et 1-2-3 de N à B. La différence entre les deux stratégies (pour ce cas) se trouve sur l’arc reliant N à P.

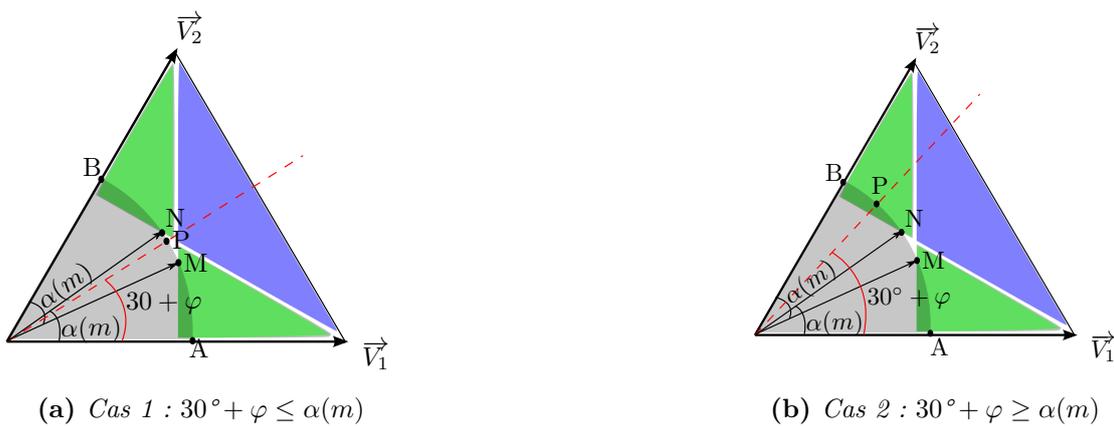


Figure 4.25 – Trajectoire de vecteur tension de référence dans le secteur I, le cas de moyen indice de modulation $0.66 \leq m \leq 0.77$ et $0^\circ \leq \varphi \leq 30^\circ$

En suivant la méthode du calcul du courant efficace dans les condensateurs de découplage ($RMS(I_c)$) présentée au chapitre 1, le résultat est présenté à la figure (4.26a)(en 3D) et (4.26b) (en 2D). Sur ces deux figures, la valeur du rapport $RMS(I_c)/\hat{I}$ est

tracée en fonction de m (en zone linéaire) et φ (mode moteur et générateur). Il peut être constaté que ce rapport atteint la valeur maximale 0.45 pour les machines électriques dont le facteur de puissance est proche de 0 ($\varphi = \pm 90^\circ$). Il est intéressant de remarquer que pour les machines électriques dont le facteur de puissance proche de l'unité, ce rapport ne dépasse pas 0.3 pour toute valeur de m . A première vue, cette stratégie est adaptée pour les charges dont le facteur de puissance est proche de l'unité en mode moteur ainsi qu'en mode générateur. Ces figures peuvent être utilisées pour dimensionner les condensateurs de découplage si la stratégie Uni-DCPWM est utilisée pour la commande de l'onduleur.

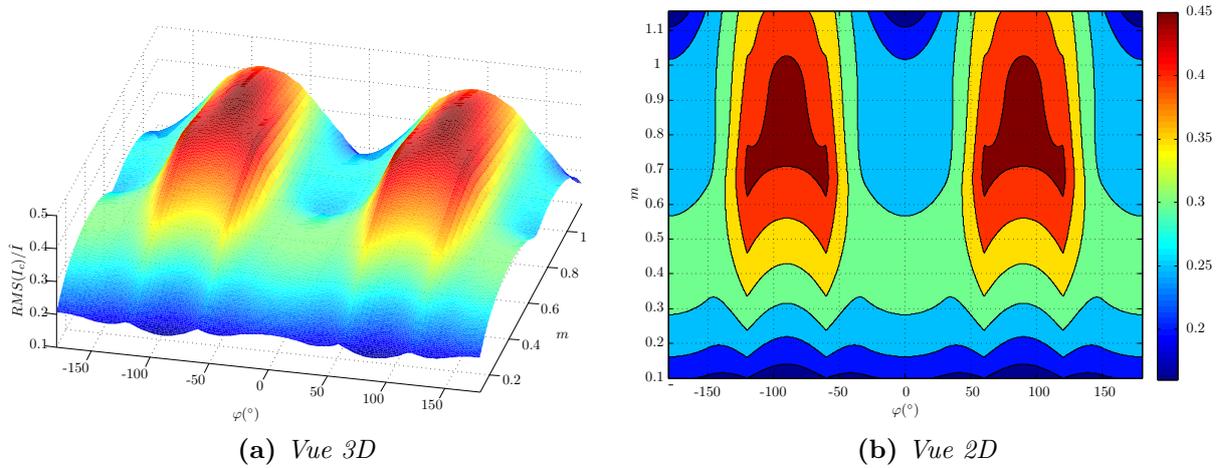


Figure 4.26 – Cartographie du rapport $RMS(I_c)/I$ en fonction de m et de φ de la stratégie Uni-DCPWM

Afin de comparer l'efficacité de cette stratégie par rapport à la stratégie de référence SVPWM en terme de stress électrique des condensateurs de découplage, le rapport de courant efficace des condensateurs de découplage de deux stratégie ($RMS(I_c)/RMS(I_{c0})$) est étudié. La cartographie de ce rapport est présentée à la figure 4.27 en fonction de m et de φ . Il peut être noté que dans la zone à forte valeur du facteur de puissance ($-50^\circ \leq \varphi \leq 50^\circ$ mode moteur et $150^\circ \leq |\varphi| \leq 180^\circ$ mode générateur), le rapport est inférieur à 1, ce qui veut dire que la stratégie Uni-DCPWM est plus avantageuse que la stratégie SVPWM dans cette zone au niveau du stress des condensateurs de découplage. Ce rapport peut descendre en dessous de 0.6, c'est à dire le gain en courant est plus de 40% par rapport à la stratégie SVPWM. Pour les charges dont le facteur de puissance est faible, ce rapport peut atteindre la valeur de 1.4.

Il est important de noter qu'en réalité, le facteur de puissance des machines électriques est compris entre 0.8 ($\varphi \simeq 40^\circ$) et 1 ($\varphi = 0^\circ$). Donc, cette stratégie peut être utilisée pour les charges réelles sans devoir être combinée avec d'autres stratégies, contrairement à la stratégie Ext-DCPWM où si $\varphi \geq 40^\circ$, une stratégie de type APWM est plus adaptée.

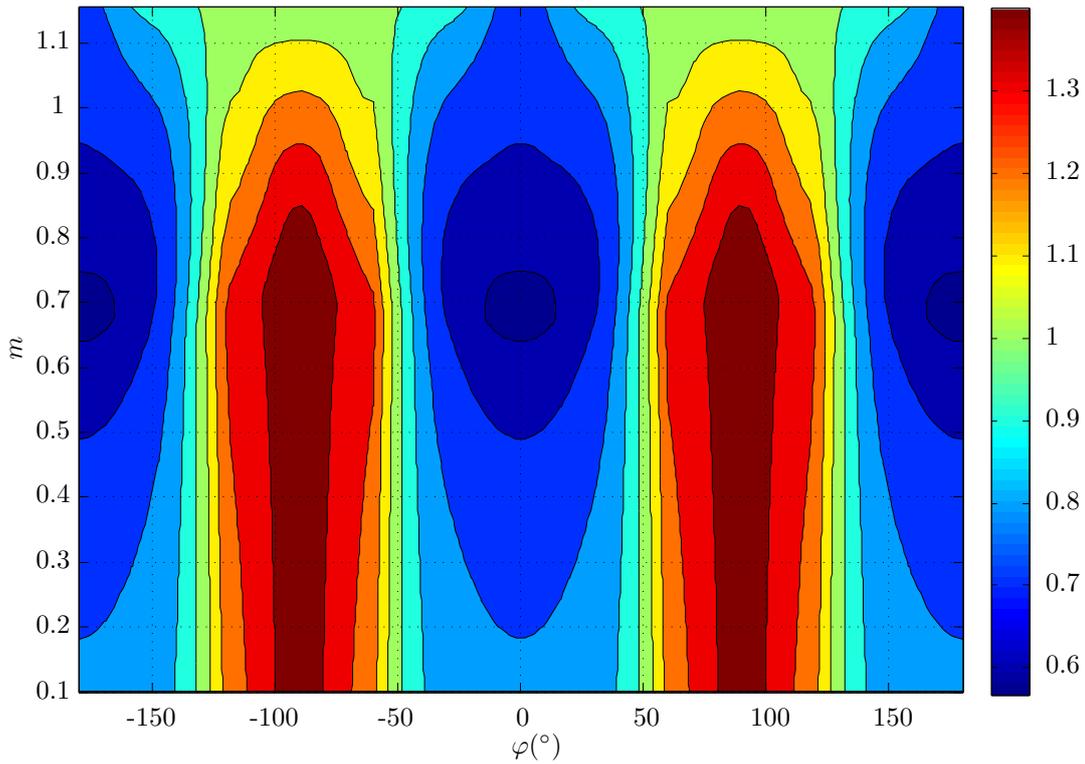


Figure 4.27 – Cartographie du rapport de courant efficace des condensateurs de découplage entre la Uni-DCPWM et SVPWM en fonction de m et φ

Les figures de 4.28a à 4.28e présentent les courbes du rapport $RMS(I_c)/\hat{I}$ de la stratégie SVPWM et Uni-DCPWM en fonction de m pour différentes valeurs de φ variant de 0° à 50° . On remarque que pour $\varphi = 0^\circ$, la courbe de la stratégie Uni-DCPWM est la même que celle de la stratégie Ext-DCPWM (*c.f.* figure 4.21a), qui se trouve bien en dessous de la courbe de SVPWM. La différence est particulièrement prononcée à $m = 0.66$. Quand la valeur de φ augmente, les deux courbes s’approchent et la courbe de la Uni-DCPWM se trouve toujours en dessous de celle de SVPWM. A $\varphi = 50^\circ$, les deux courbes sont quasiment au même niveau. L’allure des courbes de la stratégie Uni-DCPWM est régulière : il n’y a pas de discontinuité comme dans le cas de Ext-DCPWM.

Une comparaison entre la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage de la stratégie Uni-DCPWM et la stratégie Ext-DCPWM est finalement utile pour mettre en évidence l’influence du choix des séquences de vecteurs sur les résultats analytiques. La figure 4.29 présente la cartographie du rapport entre le courant efficace dans les condensateurs de découplage de la stratégie Uni-DCPWM et celui de la stratégie Ext-DCPWM en fonction de m et de φ . La première constatation est que dans la zone à faible indice de modulation $m \leq 0.66$, la valeur efficace du courant dans les condensateurs des deux stratégies est la même, ce qui est tout à fait normal puisque dans cette zone, ces deux stratégies sont identiques. Dans la zone d’indice de modulation “intermédiaire” $0.66 \leq m \leq 0.77$, la stratégie Uni-DCPWM est équivalente ou

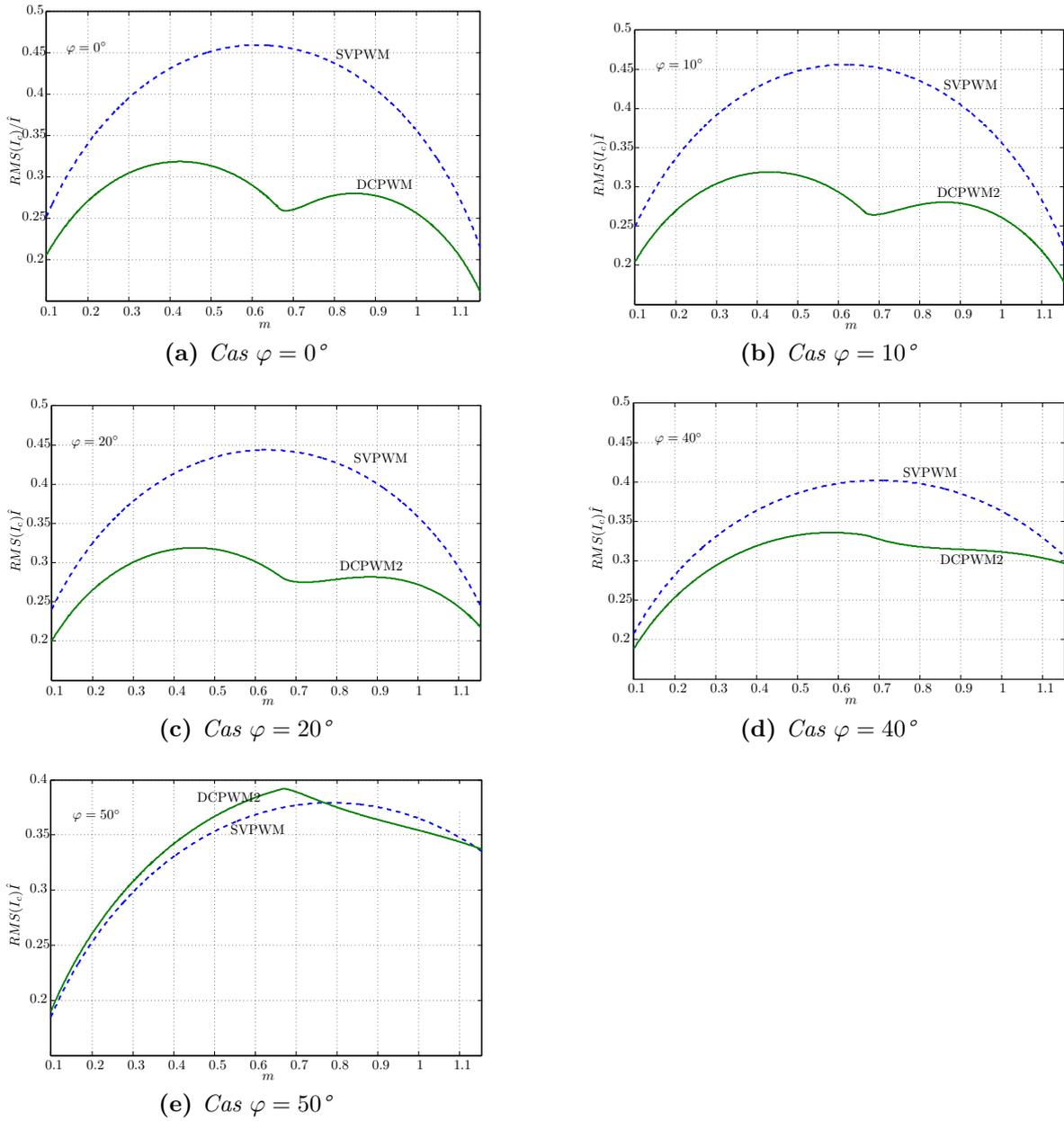


Figure 4.28 – Rapport $RMS(I_c)/\hat{I}$ en fonction de m pour différentes valeurs de φ

plus performante car comme expliqué précédemment, le choix des séquences des vecteurs se différencie dans cette zone. Particulièrement à $m = 0.77$, la Uni-DCPWM est meilleure que la Ext-DCPWM quelle que soit la valeur de φ . Dans la zone de fort indice de modulation, on voit bien que la zone dont le rapport égal à 1 se trouve autour de $\varphi = 0^\circ$ (elle est délimité par la valeur de $\alpha(m)$) : la Uni-DCPWM est meilleure que Ext-DCPWM dès que le facteur de puissance se dégrade.

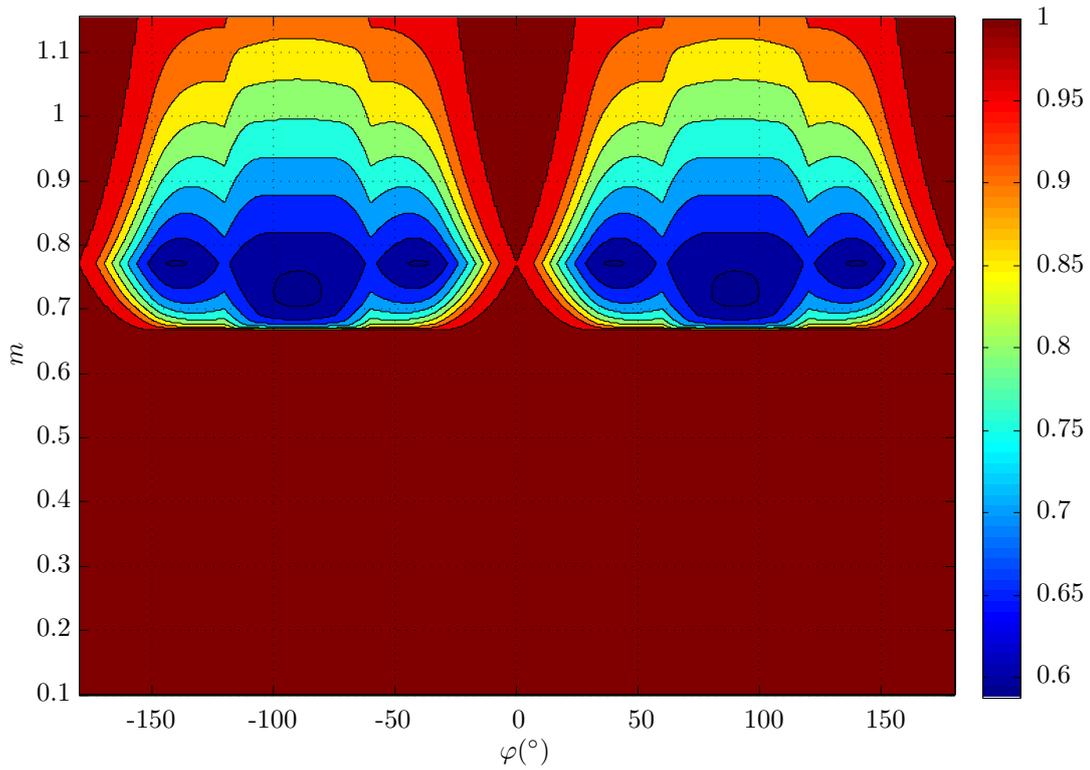


Figure 4.29 – Comparaison de courant efficace des condensateurs de découplage entre Uni-DCPWM et Ext-DCPWM

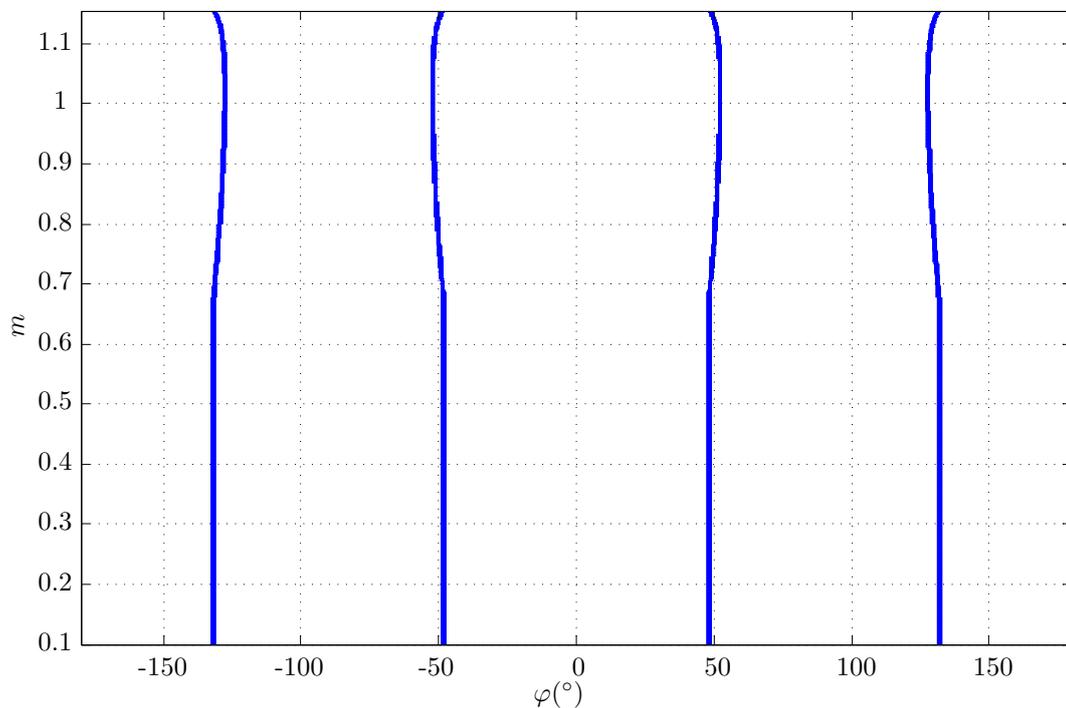


Figure 4.30 – Zones pour une stratégie MLI généralisée minimisant la valeur efficace de courant dans les condensateurs de découplage

Enfin, si on dispose d'une charge dont le facteur de puissance varie de 0 à 1, on peut, comme pour la stratégie Ext-DCPWM, diviser la surface (m, φ) en deux zones diffé-

rentes comme présentées à la figure 4.30 :

- La zone se trouvant autour de $\varphi = 0^\circ$ ou $\varphi = 180^\circ$: la Uni-DCPWM est appliquée.
- La zone restante : on pourrait appliquer la stratégie DDT-GDPWM afin de minimiser les pertes par commutation car les stratégies APWM restent préférables aux facteurs de puissance faibles.

La zone de Uni-DCPWM est effectivement plus large que celle pour la stratégie Ext-DCPWM présentée à la figure 4.22.

Les évaluations en terme de courant efficace dans les condensateurs de découplage étant faites, nous allons présenter les résultats analytiques concernant la réduction de pertes par commutation de la stratégie Ext-DCPWM et Uni-DCPWM par rapport à la stratégie SVPWM.

4.2.2 Calcul de pertes par commutation

La méthode de calcul des pertes par commutation a été présentée au chapitre 1 du mémoire. Dans cette section seuls deux points sont rappelés ici :

- Les pertes par commutation sont supposées égales sur les trois bras de ponts. Par conséquent, le calcul sur un bras de pont suffit, le bras de pont 1 est choisi.
- Les résultats présentés dans cette partie sont issus d'un calcul sur une période fondamentale.

4.2.2.1 Ext-DCPWM

Puisque la stratégie Ext-DCPWM consiste à bloquer un bras de pont à chaque période de découpage pour toute valeur de m et de φ , il est donc évident que les pertes par commutation de cette stratégie sont moins importantes que celles des stratégies de type continu (SVPWM par exemple dont la formule analytique des pertes par commutation a été donnée à l'équation 3.9). Dans la zone de faible amplitude de tension de consigne $m \leq 2/3$, puisque le choix de séquence des vecteurs à appliquer à chaque période de découpage dépend de la valeur absolue de deux courants de charge correspondant aux bras de pont blocables, les pertes par commutation sont celles de la stratégie DDT-GDPWM. Pour la zone de moyenne amplitude ($0.66 \leq m \leq 0.77$), les séquences de trois vecteurs actifs et deux vecteurs actifs non-adjacents sont appliquées, bien que les pertes par commutation soient réduites par rapport à la stratégie SVPWM, elles ne sont pas optimales. Pour la zone de forte amplitude de tension, les séquences de trois vecteurs actifs sont appliquées, à chaque période de découpage un bras de pont est bloqué. Bien que dans les triangles intérieurs le choix de trois vecteurs actifs soit figé et donc les pertes par commutation ne sont pas optimales, il y a quand même une réduction à ce niveau.

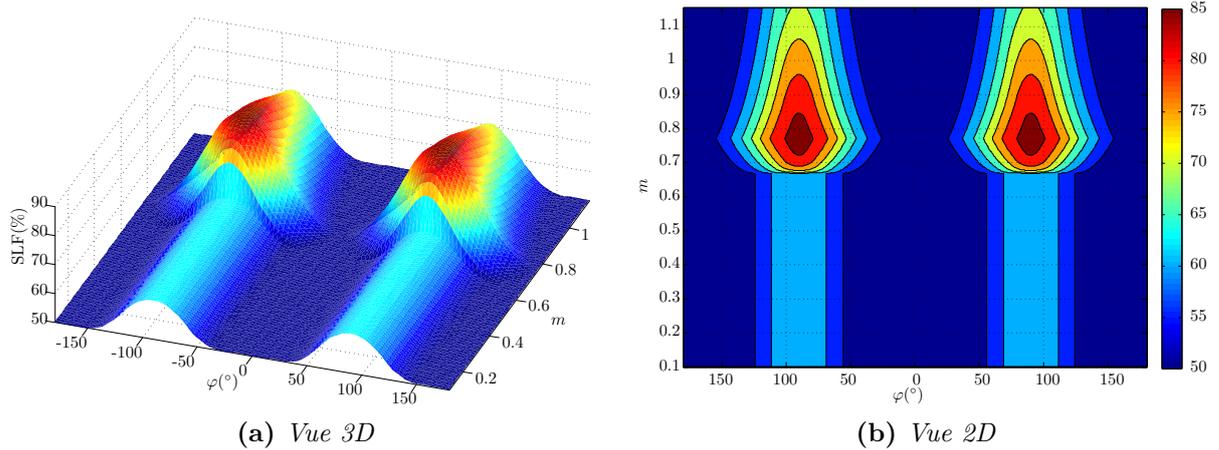


Figure 4.31 – La cartographie de la fonction SLF (%) en fonction de m et φ de la stratégie Ext-DCPWM

Les figures 4.31a et 4.31b présentent la cartographie de la fonction SLF (en %) de la stratégie Ext-DCPWM. On peut distinguer 3 zones différentes comme discuté au paragraphe précédent :

- Zone $m \leq 0.66$: la valeur de la fonction SLF correspond à la stratégie DDT-GDPWM : elle atteint la valeur minimale 50% pour les valeurs de φ se trouvant dans la zone $[-50^\circ, 50^\circ]$.
- Zone $0.66 \leq m \leq 0.77$: dans cette zone, la valeur de la fonction SLF reste au minimum (50%) sur une plage de valeur de φ moins importante que pour la précédente zone. A la valeur limite de la zone, $m = \frac{4}{3\sqrt{3}} = 0.77$, la valeur de SLF reste à 50% pour une très faible plage de valeur de φ (autour de $\varphi = 0^\circ$). Ceci est expliqué par le fait que le passage direct d’un triangle intérieur à un autre sans passer par une zone de tampon où les pertes par commutation sont optimales. Dans les triangles intérieurs, le bras de pont bloqué n’est pas choisi pour minimiser les pertes par commutation.
- Zone $m \geq 0.77$: la valeur de la fonction SLF reste au minimum dans une plage de valeur de φ qui s’agrandit avec la valeur de m . Ceci est expliqué par le fait que en augmentant la valeur de m , la trajectoire du vecteur “tension” de référence qui se trouve dans les triangles intérieurs diminue, la zone de triangle extérieur (où le bras de pont bloqué est choisi de manière à minimiser les pertes par commutation) augmente. Plus la valeur de l’angle α est petite, plus la zone où la fonction SLF reste au minimum est grande.

La figure 4.32 présente une vue en coupe de la figure 4.31b pour différentes valeurs représentatives de m pour la stratégie Ext-DCPWM. On constate qu’à $m = 0.75$, la valeur de SLF est la plus grande par rapport aux autres valeurs de l’indice de modulation, elle peut monter jusqu’à 86% pour $\varphi = 90^\circ$. La courbe correspondant à $m = 0.65$ se trouve au plus bas. On peut également constater qu’à partir de $m = 0.75$, en augmentant la valeur de m , les courbes prennent des valeurs de plus en plus basses.

Pour les machines électriques, le facteur de puissance étant proche de l'unité ($\cos \varphi \geq 0.8$), la stratégie Ext-DCPWM permet une réduction de pertes par commutation de 50% ($\varphi = 0^\circ$) à 40% ($\varphi = 40^\circ$ et $m = 0.75$) par rapport à la stratégie SVPWM.

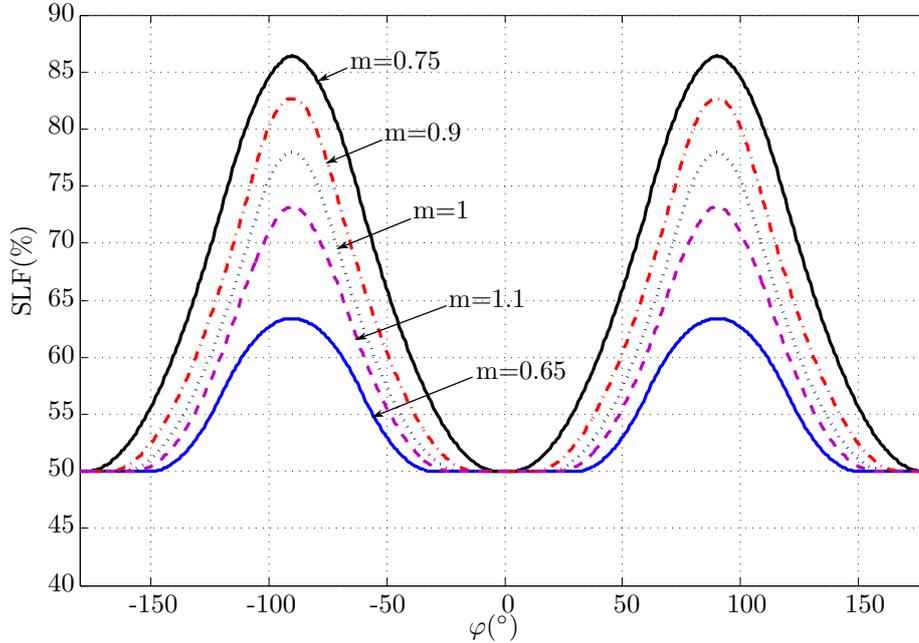


Figure 4.32 – Vue de coupe de la fonction SLF de la stratégie Ext-DCPWM pour différentes valeurs représentatives de m

4.2.2.2 Uni-DCPWM

Comme présenté précédemment, l'implémentation de la stratégie Uni-DCPWM étant une dérivée de la stratégie DDT-GDPWM, il est évident que les pertes par commutation de cette stratégie sont optimales. Prenons un exemple de calcul de pertes par commutation pour le bras 1 en se basant sur la figure 4.15a ($\varphi \in [0^\circ, 30^\circ]$) : le bras 1 est bloqué pour les intervalles suivants : $[0^\circ, 30^\circ + \varphi]$, $[150^\circ + \varphi, 210^\circ + \varphi]$ et $[330^\circ + \varphi, 360^\circ]$.

En appliquant la même méthode de calcul, la valeur de la fonction SLF pour les autres valeurs de φ est obtenue et présentée à la figure 4.33. Cette courbe s'applique à toutes les valeurs de m dans la zone linéaire. Pour les charges dont le facteur de puissance est proche de 1, les pertes par commutation de la stratégie Uni-DCPWM sont réduites à 50% par rapport à la stratégie SVPWM, quelque soit la valeur de m . Le taux de réduction est minimal pour $\varphi = \pm 90^\circ$ où la valeur de la fonction SLF atteint 64% approximativement. Le taux de réduction en terme de pertes par commutation de la stratégie Uni-DCPWM est optimal quelle que soit la valeur de φ et m .

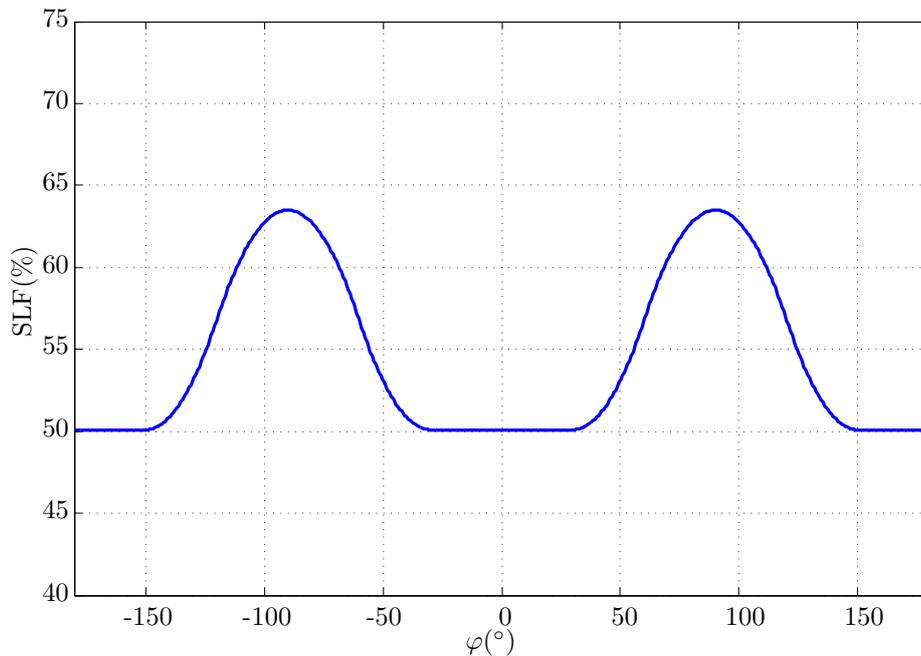


Figure 4.33 – Courbe des valeurs de fonction SLF correspondant à la stratégie Uni-DCPWM

Les évaluations analytiques des pertes par commutation des deux stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM permettent donc de mettre en évidence un autre avantage de ces stratégies par rapport à la stratégie SVPWM de référence. La réduction de 33% de fréquence de commutation en moyenne (un bras de pont sur trois est bloqué à chaque période de découpage) se concrétise par une réduction jusqu'à 50% de pertes par commutation. Cela permettrait alors d'augmenter la fréquence de découpage d'un facteur 2 pour le même niveau de pertes par commutation (les pertes par commutation étant proportionnelles à la fréquence de découpage $f_d = 1/T_d$).

4.2.3 Calcul de valeur efficace des harmoniques des courants de charge

Comme présenté au chapitre 3, la qualité des courants de charge pour différentes stratégies MLI peut être comparée à travers une grandeur intermédiaire : la valeur efficace du flux harmonique qui est une intégration du vecteur d'erreur $\vec{\delta}$ entre le vecteur "tension" instantané produit par l'onduleur et la consigne .

Les figures de 4.34a à 4.34d présentent les vecteurs d'erreur et également la trajectoire du flux harmonique $\vec{\sigma}$ de chaque séquence de vecteurs employée sur une période de découpage (porteuse de type triangle symétrique). On peut constater que la trajectoire de flux harmonique de chaque séquence est unique même avec le même vecteur tension de référence.

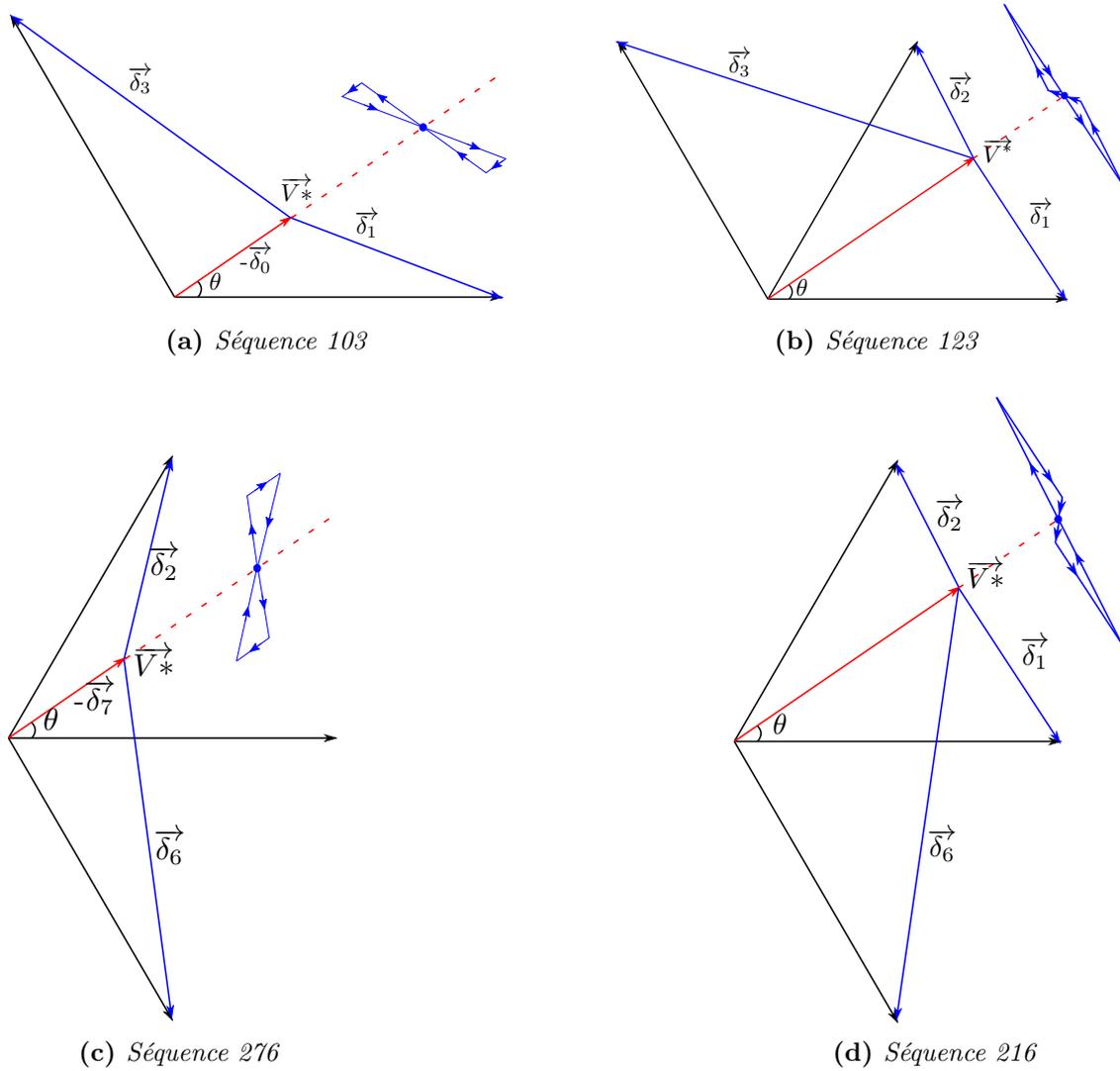


Figure 4.34 – Trajectoire du flux harmonique en fonction de la séquence des vecteurs employée

L'équation de la trajectoire des flux harmoniques est :

- La trajectoire du flux harmonique normalisé sur une demi période de découpage pour la séquence 1-2-3-3-2-1 est déduite de l'expression du phaseur $\overline{\sigma_{123}}$ (correspond au vecteur $\overline{\sigma_{123}}$)

$$\overline{\sigma_{123}} = \begin{cases} \left(\frac{4}{3} - me^{j\theta} \right) y & 0 \leq y \leq y_1 \\ \frac{4}{3} (1 - e^{j\frac{\pi}{3}}) y_1 + \left(\frac{4}{3} e^{j\frac{\pi}{3}} - me^{j\theta} \right) y & y_1 \leq y \leq y_2 \\ \frac{4}{3} (1 - e^{j\frac{\pi}{3}}) y_1 + \frac{4}{3} (e^{j\frac{\pi}{3}} - e^{j\frac{2\pi}{3}}) y_2 + \left(\frac{4}{3} e^{j\frac{2\pi}{3}} - me^{j\theta} \right) y & y_2 \leq y \leq 1 \end{cases} \quad (4.34)$$

avec $y_1 = \frac{t_1}{T_d}$, $y_2 = y_1 + \frac{t_2}{T_d}$ (voir la section 4.2.1.1.4).

- La trajectoire du flux harmonique normalisé sur une demi période de découpage pour la séquence 1-0-3-3-0-1 est obtenue avec :

$$\overline{\sigma}_{103} = \begin{cases} (\frac{4}{3} - me^{j\theta})y & 0 \leq y \leq y_1 \\ \frac{4}{3}y_1 - me^{j\theta}y & y_1 \leq y \leq y_0 \\ \frac{4}{3}y_1 - \frac{4}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}y_0 + (\frac{4}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}} - me^{j\theta})y & y_0 \leq y \leq 1 \end{cases} \quad (4.35)$$

avec $y_1 = \frac{t_1}{T_d}$, $y_0 = y_1 + \frac{t_0}{T_d}$ (voir section 4.2.1.1.2).

- La trajectoire du flux harmonique normalisé sur une demi période de découpage pour la séquence 2-1-6-6-1-2 est établie avec :

$$\overline{\sigma}_{216} = \begin{cases} (\frac{4}{3}e^{j\frac{\pi}{3}} - me^{j\theta})y & 0 \leq y \leq y_2 \\ \frac{4}{3}(e^{j\frac{\pi}{3}} - 1)y_2 + (\frac{4}{3} - me^{j\theta})y & y_2 \leq y \leq y_1 \\ \frac{4}{3}(e^{j\frac{\pi}{3}} - 1)y_2 + \frac{4}{3}(1 - e^{-j\frac{\pi}{3}})y_1 + (\frac{4}{3}e^{-j\frac{\pi}{3}} - me^{j\theta})y & y_1 \leq y \leq 1 \end{cases} \quad (4.36)$$

avec $y_2 = \frac{t_2}{T_d}$, $y_1 = y_2 + \frac{t_1}{T_d}$ (voir la section 4.2.1.1.3).

- La trajectoire du flux harmonique normalisé sur une demi période de découpage pour la séquence 2-7-6-6-7-2 est tirée de :

$$\overline{\sigma}_{276} = \begin{cases} (\frac{4}{3}e^{j\frac{\pi}{3}} - me^{j\theta})y & 0 \leq y \leq y_2 \\ \frac{4}{3}e^{j\frac{\pi}{3}}y_2 - me^{j\theta}y & y_2 \leq y \leq y_7 \\ \frac{4}{3}e^{j\frac{\pi}{3}}y_2 - \frac{4}{3}e^{-j\frac{\pi}{3}}y_7 + (\frac{4}{3}e^{-j\frac{\pi}{3}} - me^{j\theta})y & y_7 \leq y \leq 1 \end{cases} \quad (4.37)$$

avec $y_2 = \frac{t_2}{T_d}$, $y_7 = y_2 + \frac{t_7}{T_d}$ (voir la section 4.2.1.1.1).

4.2.3.1 Ext-DCPWM

Sur la base de la formule permettant de calculer la valeur efficace du flux harmonique normalisé qui est présentée au chapitre 3, nous obtenons les courbes présentées à la figure 4.35 pour différentes valeurs de φ . Les courbes se répètent tous les 90° vis-à-vis de φ . Par conséquent seules les courbes pour les valeurs de φ comprises entre $[0^\circ, 90^\circ]$ sont présentées. La courbe correspondant à la valeur efficace du flux harmonique normalisé pour $\varphi = 0^\circ$ se trouve au plus haut, ce qui veut dire que la qualité des courants de charge pour ce cas est moins bonne que pour les autres valeurs de φ . Quand la valeur de φ augmente, la qualité des courants de charge s'améliore. Avec la stratégie Ext-DCPWM, en gardant la même fréquence de découpage, la qualité des courants de charge est meilleure, théoriquement, quand $\varphi = 90^\circ$. Au point $m = 0.77$, les courbes convergent vers un seul point, car dans ce cas, les séquences de vecteurs appliqués sont les mêmes pour toute valeur de φ . Il peut également être constaté que les courbes restent très proches les unes des autres pour la zone de forte amplitude de tension ($m \geq 0.77$) alors dans la zone à faible indice de modulation, la différence entre les courbes est plus prononcée.

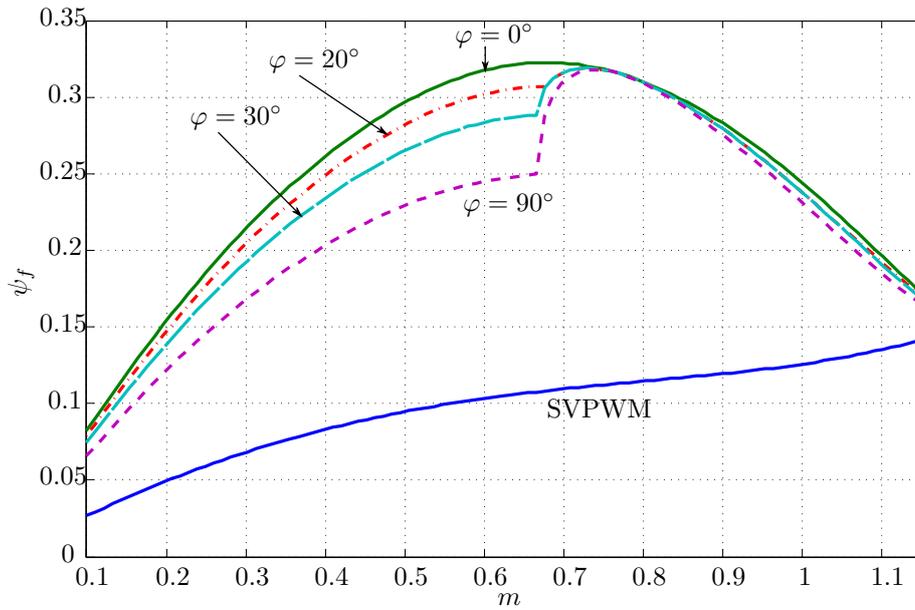


Figure 4.35 – Comparaison de valeur efficace du flux harmonique normalisé de la stratégie SVPWM et de la stratégie Ext-DCPWM à la même fréquence de découpage

Sur cette figure, la valeur efficace du flux harmonique normalisé de la stratégie SVPWM (à la même fréquence de découpage) est également présentée. Les séquences de vecteurs appliqués de la SVPWM ne dépendent pas de la valeur de φ , il y a donc une seule courbe pour cette stratégie. Les courbes de la stratégie Ext-DCPWM se trouvent au dessus de la courbe correspondant à la stratégie SVPWM, ce qui veut dire qu'à la même fréquence de découpage, la qualité des courants de charge de la stratégie Ext-DCPWM est moins bonne que celle de la stratégie SVPWM. Cette constatation n'est pas une surprise car quand trois vecteurs actifs ou deux vecteurs actifs non-adjacents sont appliqués, l'amplitude du vecteur d'erreur est plus grande, par conséquent la valeur efficace du flux harmonique est plus grande et la qualité du courant est moins bonne.

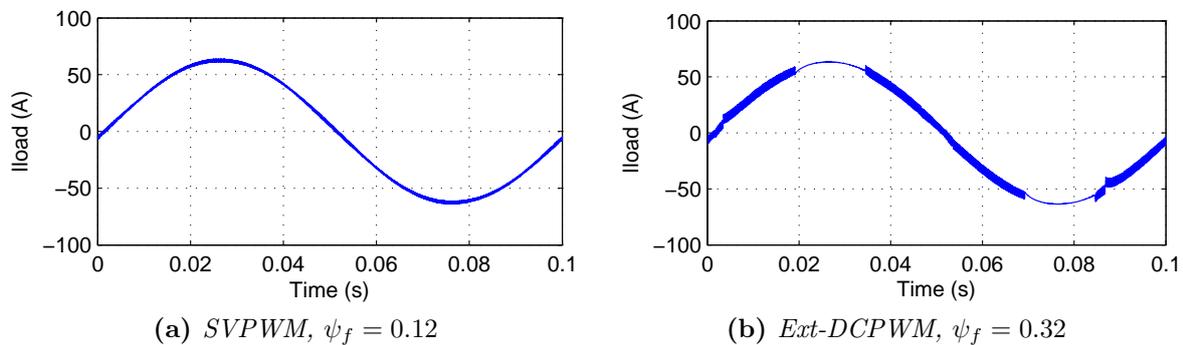


Figure 4.36 – Formes d'onde du courant de charge pour le point de fonctionnement $m = 0.7$ et $\varphi = 5^\circ$

La figure 4.36 présente les formes d'onde du courant de charge pour les stratégies SVPWM et Ext-DCPWM pour le point de fonctionnement $m = 0.7$ et $\varphi = 5^\circ$ (ce point

de fonctionnement est volontairement choisi afin de mettre en évidence la différence maximale de la qualité du courant de charge entre les deux stratégies) à la fréquence de découpage $f_d = 4kHz$. Visuellement, la différence entre les deux stratégies est nette : les harmoniques de courant à l'échelle du découpage de la stratégie SVPWM sont moindres que celles de la stratégie Ext-DCPWM.

4.2.3.2 Uni-DCPWM

Dans cette partie, seuls les résultats analytiques sur la valeur efficace de flux harmonique normalisé pour la stratégie Uni-DCPWM sont présentés. La figure 4.37 montre la valeur efficace du flux harmonique normalisé (pour une même fréquence de découpage) de la stratégie Uni-DCPWM pour 4 valeurs de φ variant de 0° à 90° en fonction de la valeur de m ainsi que la stratégie SVPWM pour toute valeur de φ . Au premier regard, toutes les courbes de la stratégie Uni-DCPWM se trouvent en dessus de la courbe de la stratégie SVPWM. Donc la qualité du courant de charge de la stratégie Uni-DCPWM n'est pas aussi bonne que la stratégie SVPWM. L'écart est très prononcé pour les valeurs de m se trouvant dans l'intervalle d'indices de modulation moyens. Dans l'intervalle de fortes valeurs de l'indice de modulation, les courbes de la stratégie Uni-DCPWM approchent celle de la stratégie SVPWM. Parmi les courbes de la stratégie Uni-DCPWM, celle correspondant à $\varphi = 0^\circ$ se trouve dans la position la plus haute pour toute valeur de m , alors que celle correspond à $\varphi = 90^\circ$ se trouve être la plus basse. Donc, à la même fréquence de découpage, au même point de fonctionnement (en tension, en courant, en fréquence fondamentale), en appliquant la stratégie Uni-DCPWM, l'amplitude des harmoniques des courants dans une charge à fort facteur de puissance est plus grande que dans le cas d'une charge à facteur de puissance réduit.

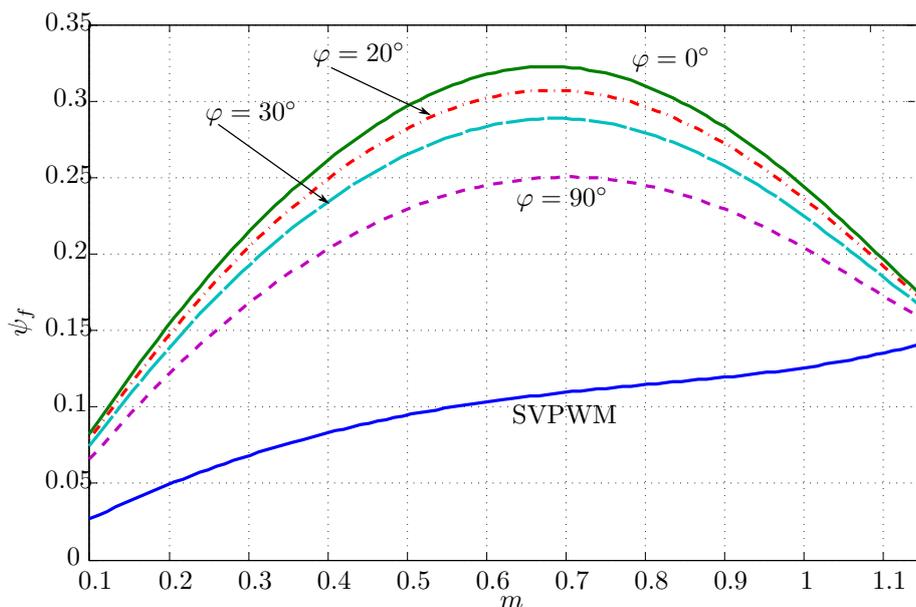


Figure 4.37 – Comparaison de valeur efficace du flux harmonique normalisé de la stratégie SVPWM et de la stratégie Uni-DCPWM à la même fréquence de découpage

Par contre, si on compare les courbes de l'amplitude du flux harmonique normalisé de la stratégie Uni-DCPWM avec celles de la stratégie Ext-DCPWM (*c.f.* figure 4.35), on constate que dans l'intervalle de fortes valeurs de l'indice de modulation, les courbes de la stratégie Uni-DCPWM et Ext-DCPWM restent au même niveau. Toutefois, on notera que les courbes de la stratégie Uni-DCPWM sont lisses, il n'y a pas de phénomène de discontinuité comme la stratégie Ext-DCPWM dans la zone des indices de modulation intermédiaires. Ceci s'explique par un changement doux entre les zones des triangles intérieurs et extérieurs de la stratégie Uni-DCPWM contrairement aux changements brusques des séquences des vecteurs utilisés dans la stratégie Ext-DCPWM. Par ailleurs, ces changements brusques ont également des effets négatifs sur la valeur efficace de courant dans les condensateurs de découplage et ainsi que sur les pertes par commutation comme nous l'avons noté précédemment.

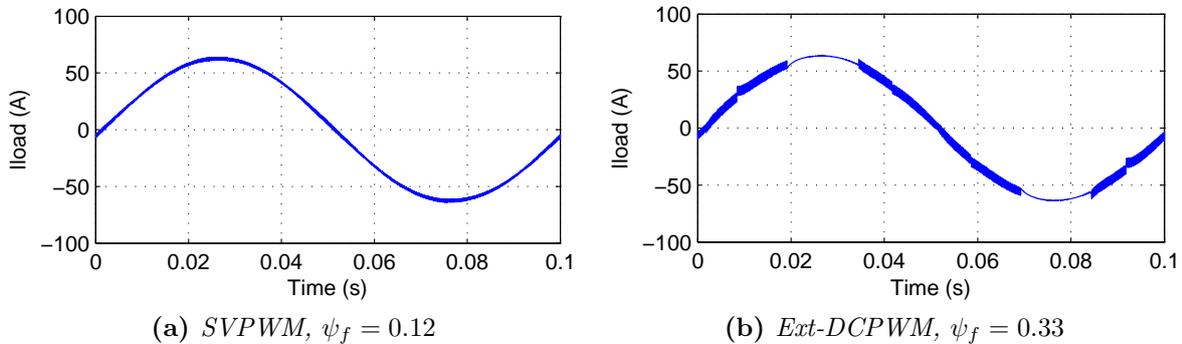


Figure 4.38 – Formes d'onde du courant de charge pour le point de fonctionnement $m = 0.7$ et $\varphi = 5^\circ$

La figure 4.38 présente les formes d'onde du courant de charge pour les stratégies SVPWM et Uni-DCPWM pour le point de fonctionnement $m = 0.7$ et $\varphi = 5^\circ$ à la fréquence de découpage $f_d = 4kHz$. Le courant de charge de la stratégie Uni-DCPWM présente effectivement plus d'ondulations que celui de la stratégie SVPWM.

4.2.4 Bilan

Le bilan des performances des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM par rapport à la stratégie SVPWM est résumé au tableau 4.2.

	Courant efficace dans les condensateurs de découplage $RMS(I_c)$	Pertes par commutation SLF	Valeur efficace d'ondulation des courants de charge Ψ_f
SVPWM	=	=	=
Ext-DCPWM	Réduction jusqu'à 40%	Réduction jusqu'à 50%	+
Uni-DCPWM	Réduction jusqu'à 40%	Réduction jusqu'à 50%	+

Table 4.2 – Tableau récapitulatif des performances des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM comparées à celles de la stratégie SVPWM

Pour donner une idée précise sur la performance des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM par rapport à la stratégie SVPWM, prenons un point de fonctionnement significatif d'une machine synchrone pour l'application automobile à $m = 0.8$ et $\varphi = 20^\circ$. Le tableau 4.3 présente les résultats chiffrés à ce point de fonctionnement.

	Courant efficace dans les condensateurs de découpage RMS(I_c)	Pertes par commutation SLF	Valeur efficace d'ondulation des courants de charge Ψ_f
SVPWM	1	1	1
Ext-DCPWM	-21%	-48%	+180%
Uni-DCPWM	-35%	-50%	+167%

Table 4.3 – Tableau récapitulatif des performances des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM comparées à celles de la stratégie SVPWM pour le point de fonctionnement $m = 0.8$ $\varphi = 20^\circ$

4.2.5 Conclusion

Dans cette section, nous avons présenté les résultats analytiques des évaluations des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM en termes de valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage, de pertes par commutation et de qualité des courants de charge en les comparant avec la stratégie de référence SVPWM.

Les études théoriques ont montré que les stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM permettent de réduire jusqu'à 40% la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage et jusqu'à 50% les pertes par commutation. Cependant, la qualité des courants de charge de ces stratégies est moins bonne que celle de la stratégie SVPWM. Une augmentation de fréquence de découplage est envisageable afin de revenir au même niveau de qualité de courants dans la charge, mais dans ce cas le gain obtenu au niveau des pertes dans les interrupteurs s'annule.

Ces stratégies sont particulièrement intéressantes pour les machines électriques à facteur de puissance proche de l'unité (en mode moteur ou générateur). Enfin, l'implémentation sur une carte DSP est possible au prix d'une circuiterie externe assez simple comme on le verra à la section 5.2 du chapitre 5.

Dans la prochaine section, nous allons présenter les résultats par simulation numérique de ces deux stratégies sur la base d'un modèle du banc d'essai.

4.3 Évaluation des performances par simulation numérique

Les résultats analytiques des évaluations des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM ont été présentés à la section précédente. Cependant, les résultats sont obtenus à l'aide d'hypothèses simplificatrices. Les simulations numériques permettent de surmonter cette limite car elles tiennent compte du système complet. Dans cette partie, nous allons présenter les résultats des simulations numériques sur la base d'un banc d'essai représentatif d'une application embarquée en environnement très basse tension (*e.g.* automobiles) (*c.f.* figure 4.39).

4.3.1 Identification et modélisation du banc d'essai

Les paramètres du banc d'essai ont été identifiés soit expérimentalement [NGU09] (capacité polypropylène, câble, charge, batterie) soit modélisés à partir de données « constructeur » (condensateurs chimique, MOSFET). Il comprend (*c.f.* figure 4.39) :

- Batterie 12V ayant une résistance interne de $10m\Omega$.
- Câble d'alimentation d'1.5m ayant une inductance propre de $1.5\mu H$ et une résistance $4m\Omega$. Dans le modèle présenté à la figure 4.39, R_0 représente la résistance de la batterie et celle du câble.
- Condensateur(s) chimiques placés sur le bus continu modélisés par un circuit R-C série équivalent [NP10] avec $R = 4.5m\Omega$ et $C = 19.2mF$.
- Un condensateur polypropylène de $60\mu F$ (global) considéré comme idéal dans la gamme de fréquence d'étude (inférieure à $1MHz$).
- Onduleur triphasé constitué de 6 MOSFETs ayant une résistance à l'état passant $R_{DSon} = 3m\Omega$. Les MOSFETS sont considérés comme des interrupteurs idéaux (commutation instantanée).
- Charge inductive RL triphasée avec une inductance cyclique $L = 85\mu H$ et résistance par phase $R = 61.2m\Omega$.

L'impédance globale du bus continu (vue par l'onduleur) peut être exprimée par la formule suivante :

$$Z_{bus} = \frac{v_{dc}}{i_{dc}} = \frac{(R_s + jL_s\omega) \left(\frac{1 + jR_c C_c \omega \frac{1}{jC_0\omega}}{j(C_0 + C_c)\omega - R_c C_c C_0 \omega^2} \right)}{(R_s + jL_s\omega) + \left(\frac{1 + jR_c C_c \omega \frac{1}{jC_0\omega}}{j(C_0 + C_c)\omega - R_c C_c C_0 \omega^2} \right)} \quad (4.38)$$

où v_{dc} et i_{dc} sont la tension et le courant en entrée de l'onduleur. Avec les valeurs des constituants présentés ci-dessus, le module de l'impédance du bus continu est présenté à la figure 4.40 comme étant modèle 1. Une confrontation expérimentale au niveau du spectre de la tension v_{dc} (*c.f.* figure 4.41, modèle 1) avec la stratégie SVPWM (la

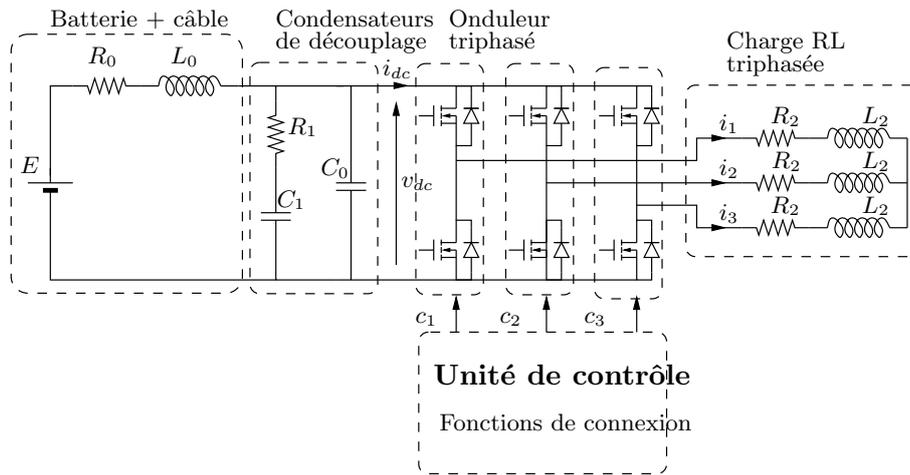


Figure 4.39 – Schéma général du banc de test

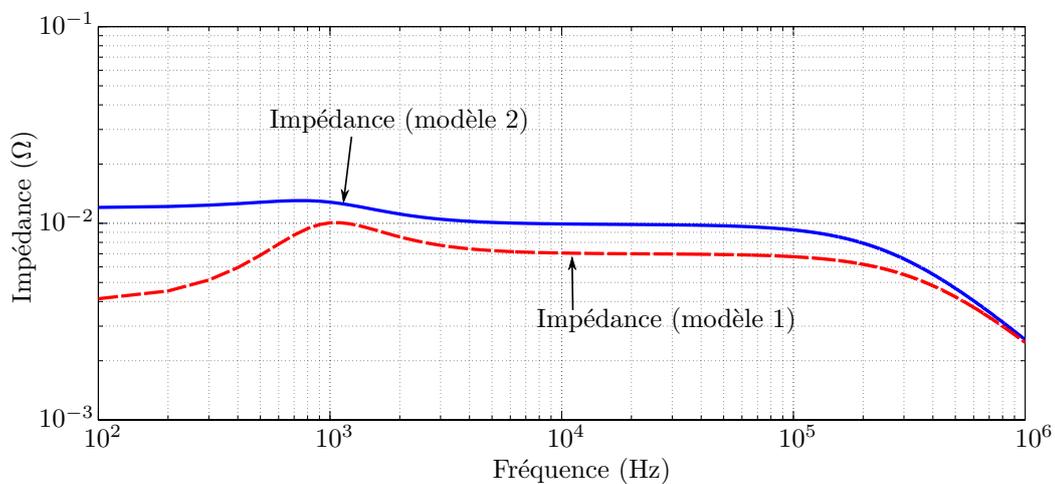


Figure 4.40 – Impédance globale du bus continu vue par l'onduleur

fréquence de découpage est fixée à 10kHz) permet de valider ce modèle. Cependant, ce modèle peut encore être amélioré en tenant compte des phénomènes de second ordre comme la résistance des pistes du circuit imprimé reliant les condensateurs chimiques (*c.f.* figure 5.1) et l'élévation de la température des condensateurs influençant leur ESR. Le modèle après recalage est dénommé modèle 2 dans les figures 4.40 et 4.41.

L'impédance globale du bus continu est fortement modifiée (*cf.* figure 4.40) et permet de rendre compte des ondulations plus fortes de la tension du bus continu comme le montre le spectre présenté à la figure 4.41. On notera que dans la gamme 300kHz–1MHz, il y a une différence notable entre le spectre expérimental et le spectre simulé. La cause de cette différence n'est pas clairement identifiée mais il est toutefois important de noter que dans la gamme de fréquences située entre 10 et 300kHz, il y a une bonne concordance entre les résultats de simulation avec le modèle 2 et les résultats expérimentaux et que les raies présentes dans cette gamme ont une amplitude environ 10 fois plus élevée que celles présentes au delà de 300kHz : par conséquent, le modèle est satisfaisant pour évaluer l'impact de différentes stratégies de modulation sur les perturbations du

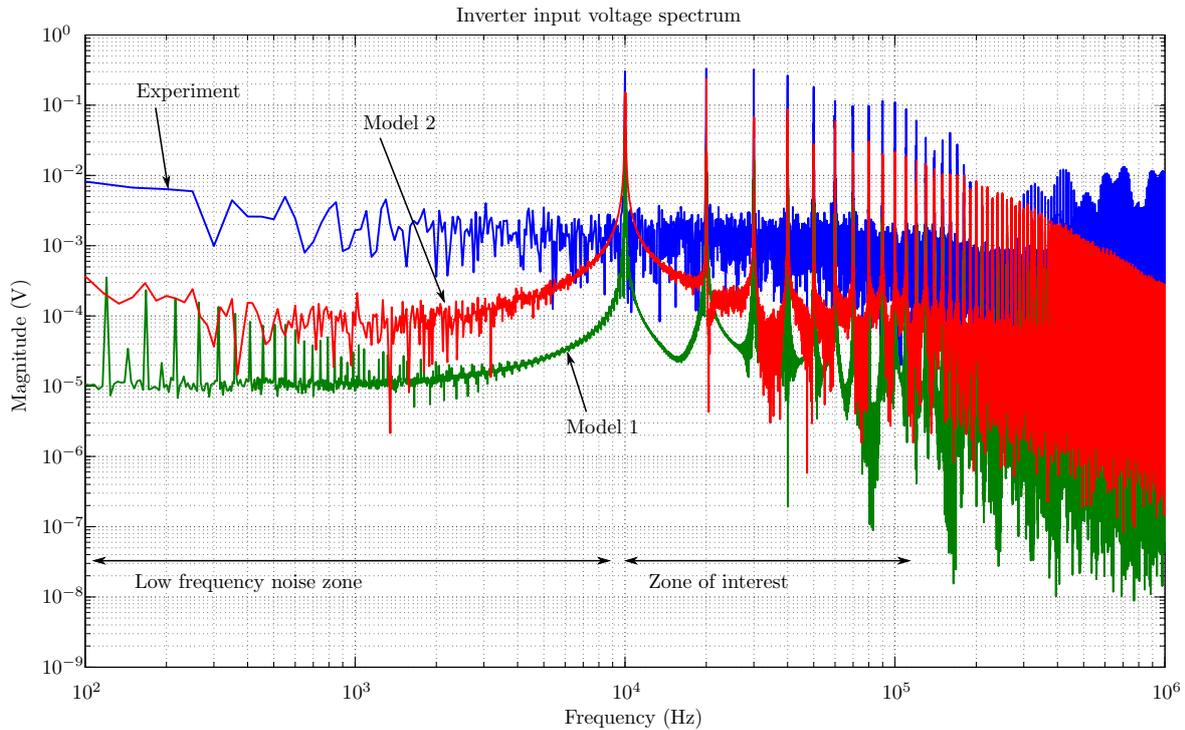
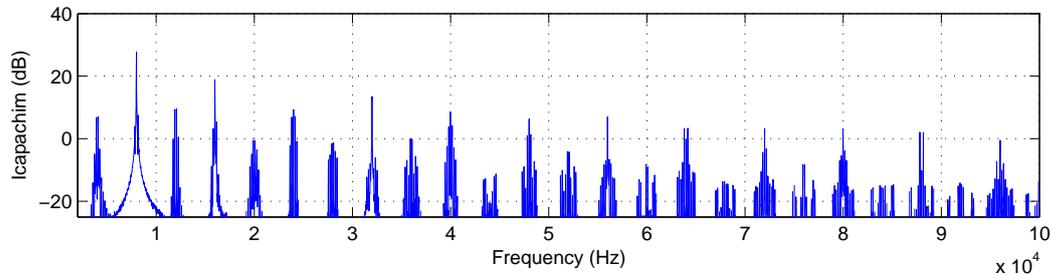


Figure 4.41 – Analyse spectrale de la tension du bus continu (expérimentation en bleu, simulations - modèle 1 en vert et modèle 2 en rouge), fréquence de découpage 10kHz

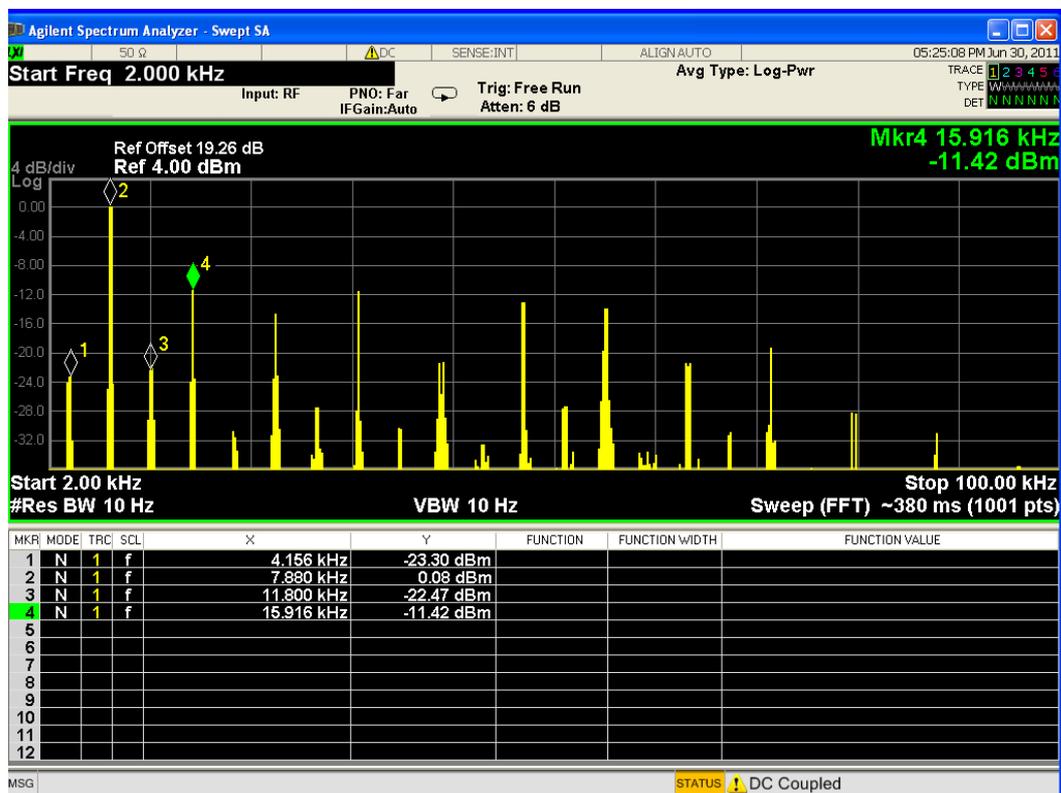
bus continu.

Sur la base du modèle 2 tenant en compte la résistance des pistes de circuit imprimé, une autre confrontation entre la simulation et l'expérimentation a été faite en terme de spectre de courant absorbé dans les condensateurs électrochimiques. La fréquence de découpage est désormais fixée à 4kHz, la stratégie de modulation utilisée est la SVPWM, l'indice de modulation dans ce cas est de 0.77 et la fréquence fondamentale est de 30Hz.

Les figures 4.42a et 4.42b présentent le spectre du courant absorbé par les condensateurs de découplage électrochimiques obtenu par la simulation et par l'expérimentation sur le banc de test dans la plage de fréquence entre 2kHz et 100kHz (la fréquence de découpage est de 4kHz). Dans la figure 4.42b, l'amplitude de l'harmonique à 8kHz est choisie comme niveau de référence, donc imposée à 0dB. On constate que dans les deux figures, la répartition des harmoniques est identique : l'amplitude de l'harmonique à 8kHz est la plus grande, la différence entre cette harmonique et la suivante (à savoir à 16kHz) est d'environ 11dB. Par conséquent, ce modèle permet également d'évaluer l'impact des stratégies MLI sur les harmoniques de courant absorbé par les condensateurs de découplage.



(a) Simulation



(b) Expérimentation

Figure 4.42 – Le spectre de courant absorbé par les condensateurs de découplage en simulation (haut) et expérimentation (bas)

4.3.2 Résultats de simulation des stratégie Ext-DCPWM et Uni-DCPWM

Sur la base du modèle 2 du banc de test présenté dessus, les résultats de simulation (sous Matlab/Simulink *c.f.* figure 4.43 avec un pas de calcul assez fin et la méthode d'Euler) pour les stratégies SVPWM, Ext-DCPWM et Uni-DCPWM permettant de les comparer en termes de courant efficace dans les condensateurs de découplage, d'ondulation de la tension du bus continu, et de qualité des courants dans la charge.

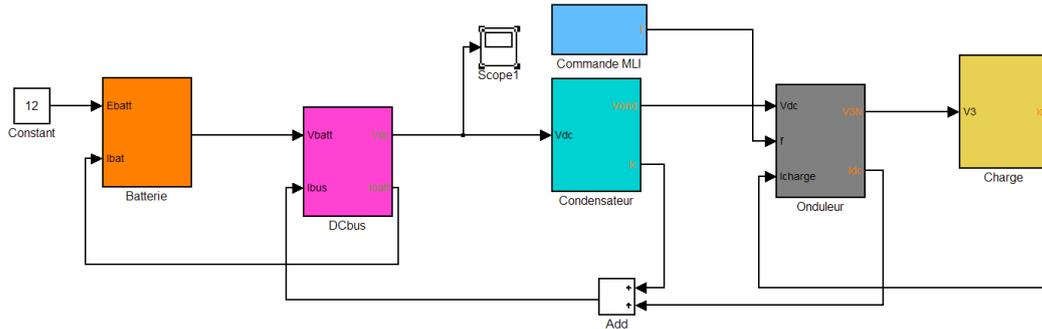


Figure 4.43 – La simulation du banc de test dans Matlab/Simulink

Les simulations sont faites avec une fréquence de découpage de 4kHz, ce qui permet d'avoir une ondulation de la tension du bus continu ainsi qu'une amplitude des harmoniques des courants de charge assez grandes pour comparer les trois stratégies d'une part et de pouvoir les confronter aux expérimentations (qui sont contraintes par la précision des instruments de mesure).

Les simulations sont effectuées pour chaque stratégie avec différentes valeurs d'indice de modulation dans la zone linéaire, variant entre 0.4 à 1.1, et différents facteurs de puissance de la charge, variant entre 0.996 ($\varphi = 5^\circ$) à 0.76 ($\varphi = 40^\circ$) (en changeant la fréquence fondamentale de modulation). Cette plage de facteur de puissance correspond aux conditions de fonctionnement d'une machine électrique en situation réelle.

Les résultats des simulations pour chaque stratégie à chaque indice de modulation et à chaque fréquence fondamentale sont présentés par des courbes temporelles et fréquentielles ainsi que par les grandeurs efficaces calculées sur une période fondamentale. La figure 4.44 illustre les courbes obtenues par la simulation de la stratégie SVPWM pour une valeur de l'indice de modulation $m = 0.77$ et une fréquence fondamentale de $f_f = 30Hz$ ($\varphi = 14^\circ$). Les grandeurs présentées sur cette courbe sont :

- le spectre des harmoniques du courant absorbé par les condensateurs électrochimiques $I_{capchim}$ (exprimés en dB de 2kHz à 100kHz)
- la forme d'onde temporelle du courant d'une phase de la charge I_{load} (en A) et son spectre (dB) (de 1kHz à 20kHz)
- la forme d'onde temporelle de la tension du bus continu v_{dc} relevée en entrée de

- l'onduleur (en V)
- la forme d'onde temporelle du courant absorbé par l'onduleur i_{dc} (en A)
- la forme d'onde temporelle du courant absorbé par les condensateurs polypropylènes I_{cpop} (en A)
- la forme d'onde temporelle du courant absorbé par les condensateurs chimiques I_{cchem} (en A)
- la forme d'onde temporelle de la tension par rapport à la masse d'un bras de pont v_1 (en V)

Les formes d'ondes temporelles sont tracées sur une période fondamentale tandis que le spectre du courant absorbé par les condensateurs de découplage est présenté de 2kHz à 100kHz et que celui de courant de charge est présenté de $f_1 = 1kHz$ à $f_2 = 20kHz$ (qui correspond à cinq fois la fréquence de découpage). Cette différence est due à la nature de chaque grandeur intéressée : pour le courant de charge, les harmoniques sont principalement autour de la fréquence de découpage jusqu'au cinquième multiple, au delà de cette fréquence, l'amplitude des harmoniques devient négligeable devant l'harmonique à la fréquence de découpage ; pour le courant absorbé par les condensateurs, il faut monter plus haut en fréquence car l'amplitude des harmoniques de hautes fréquences reste encore significative comme on peut le voir à la figure 4.42.

Les résultats de synthèse sont présentés sous la forme de la figure 4.45. Sur cette fiche de synthèse figurent les conditions de simulation comme la stratégie utilisée, l'indice de modulation, le facteur de puissance de la charge, ... ainsi que les paramètres du banc de test et les résultats de synthèse. Les valeurs efficaces du courant dans les condensateurs électrochimiques, de l'ondulation de la tension du bus continu sont calculées sur une période fondamentale en régime permanent (le régime transitoire au début de simulation n'est pas utilisé). Le taux de distorsion harmonique du courant de charge est calculé en utilisant l'équation 3.21.

Les résultats de synthèse pour le cas $\varphi = 14^\circ$ sont présentés aux figures 4.46, 4.49 et 4.50 pour différents valeurs de m dans la zone linéaire. On peut constater que les résultats de simulations confirment les résultats analytiques calculés au début de ce même chapitre. Pour toute valeur de m , on constate que la valeur efficace du courant dans les condensateurs électrochimiques pour la stratégie SVPWM est plus grande que les deux autres stratégies (Ext-DCPWM et Uni-DCPWM). La différence entre la SVPWM et Uni-DCPWM est particulièrement prononcée pour la valeur $m = 0.8$. Il peut être également constaté que, en faible indice de modulation, les deux stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM donnent les mêmes valeurs car dans cette zone le même algorithme est appliqué pour ces deux stratégies. Pour les indices de modulation se trouvant dans la zone intermédiaire ($0.66 < m < 0.77$) et la zone de grande amplitude $m \geq 0.77$, ces deux stratégies se trouvent bien en dessous de la courbe pour la SVPWM. Cependant, on voit que la courbe de la stratégie Uni-DCPWM permet d'obtenir le meilleur résultat.

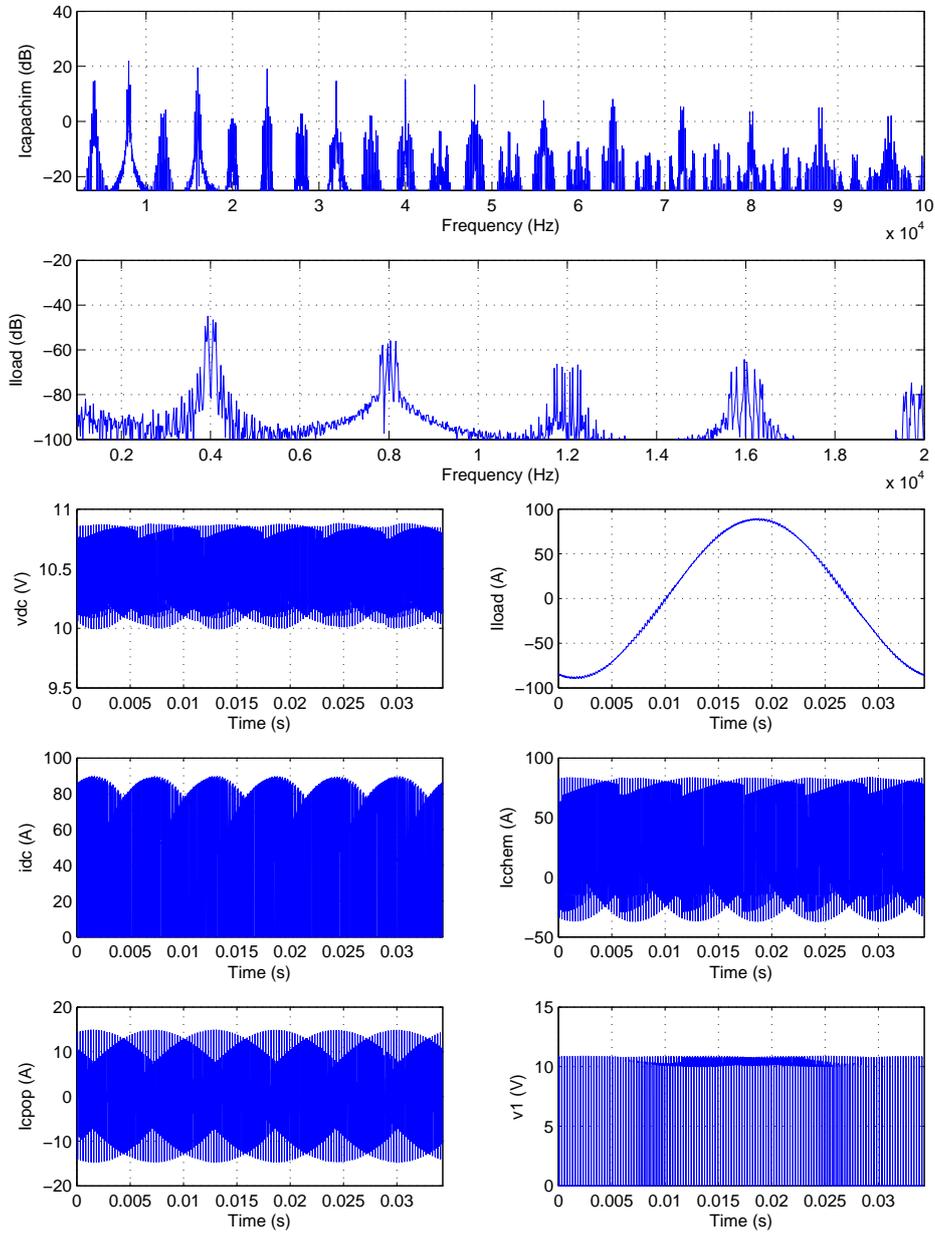


Figure 4.44 – Courbes de simulation pour la stratégie SVPWM, $m = 1.1$, $\cos \varphi = 0.97$

Simulating conditions

PWM strategy: SVPWM

Modulation factor: 1.100000e+000

Switching frequency: 4000 Hz

Simulation step: 5e-007 s

Fundamental frequency: 29.163 Hz

Power factor: 0.969335 (phi=14.2257°)

Parameter values

Battery's voltage: 12 V

Polypropylene capacitor: 6e-005 F

Battery's resistance: 0.01 Ohm

Chemical capacitor: 0.0048 F

Cable's resistance: 0.01 Ohm

Chemical capacitor resistance: 0.018 Ohm

Cable's inductance: 1.5e-006 H

Results

RMS dc-link voltage ripple: 0.168472 V

Average input current idc: 71.0085

RMS chemical capa input current: 22.0431 A

Load current peak value: 88.6661 A

RMS polypropylene capa input current: 1.19235 A

RMS harmonic load current: 0.851577 A

Load current TDH: 1.35825 %

Figure 4.45 – Résultat de synthèse de la simulation pour le cas de SVPWM, $m = 1.1$; $\varphi = 20^\circ$

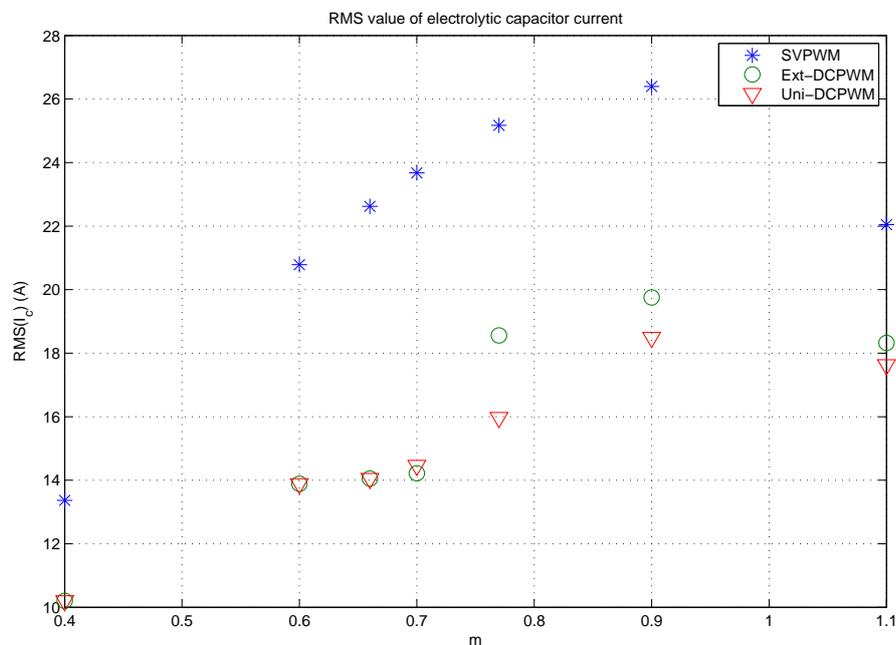


Figure 4.46 – Valeur efficace de courant dans les condensateurs de découplage électrochimiques pour $\varphi = 14^\circ$

L'évolution temporelle (sur une période fondamentale) du courant i_{dc} (courant entrant dans l'onduleur) et du courant circulant dans les condensateurs de découplage est présentée à la figure 4.47 pour les trois stratégies : SVPWM, Ext-DCPWM et Uni-DCPWM avec le point de fonctionnement suivant $m = 0.9$ et $\varphi = 14^\circ$. Hormis les bruits numériques qui sont visibles sur les courbes pour les stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM, on peut constater que la variation du courant i_{dc} pour les deux stratégies à double porteuse est moins importante que la stratégie SVPWM. Ceci permet d'avoir un courant moins important circulant dans les condensateurs de découpage. Il est intéressant de remarquer que dans ce cas de φ , à aucun moment, la valeur de i_{dc} descend en dessous de 0 pour les stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM. Si on regarde le niveau des harmoniques de courant circulant dans les condensateurs de découplage à la figure 4.48, la différence entre la stratégie SVPWM et les deux stratégies double porteuse se distingue clairement au niveau de l'amplitude de l'harmonique à 8kHz : une baisse de l'ordre de 5dB a été obtenue.

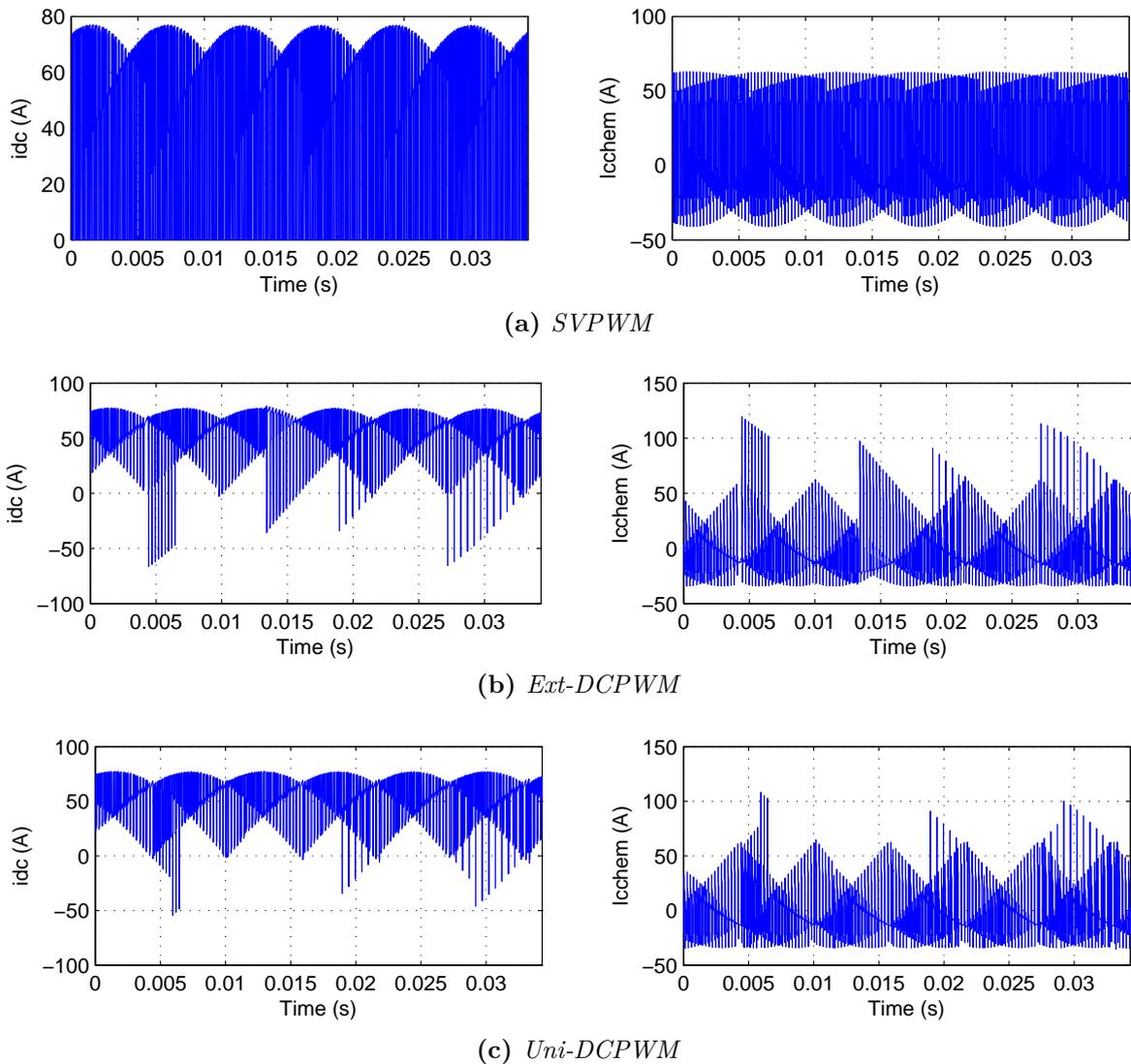


Figure 4.47 – Évolution temporelle sur une période fondamentale de courant i_{dc} et courant absorbé par les condensateurs de découplage $m = 0.9$, $\varphi = 14^\circ$

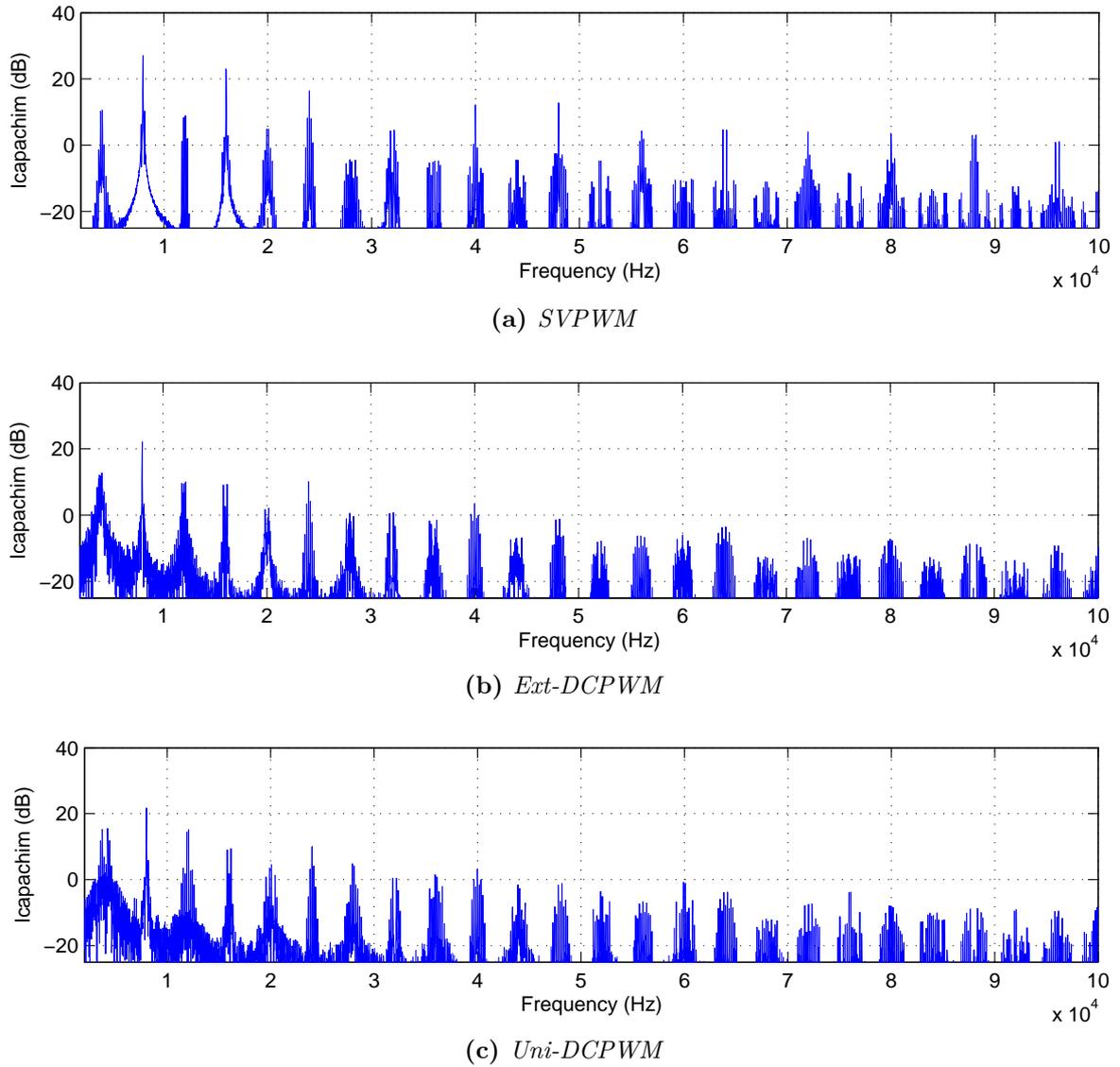


Figure 4.48 – Spectre par simulation de courant absorbé par les condensateurs de découplage $m = 0.9$, $\varphi = 14^\circ$

A la figure 4.40, dans la zone de fréquence 1kHz à 100kHz, l'impédance du bus continu vue par l'onduleur est quasiment constante, dans notre simulation, cette plage de fréquence contient la plupart des harmoniques de courant entrant dans l'onduleur (i_{dc}). Il y a donc une corrélation entre le niveau d'ondulation de la tension du bus continu et la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage. Ceci est confirmé par le résultat présenté à la figure 4.50 où la valeur efficace de l'ondulation de la tension du bus continu est présentée. On voit bien que la même tendance se présente dans les deux figures 4.46 et 4.49 : les deux nouvelles stratégies à double porteuse permettent effectivement de réduire le niveau d'ondulation de la tension du bus continu par rapport à la stratégie SVPWM. Bien que le calcul analytique de l'ondulation de la tension du bus continu ne soit pas effectué, le résultat de simulation confirme bien notre raisonnement : en réduisant la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage, le niveau d'ondulation de la tension du bus continu est également réduit.

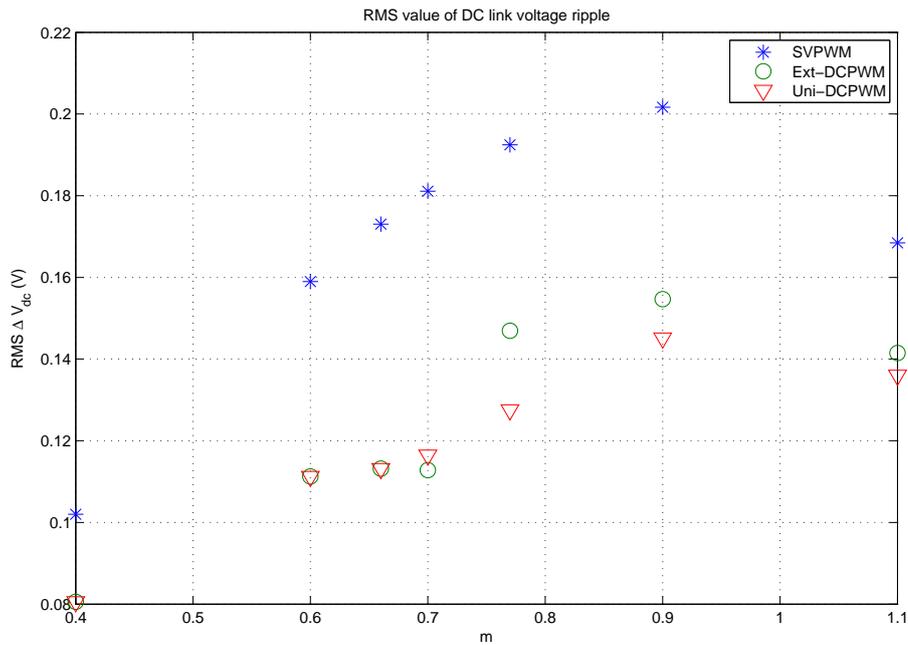


Figure 4.49 – Valeur efficace de l'ondulation de la tension du bus continu pour $\varphi = 14^\circ$

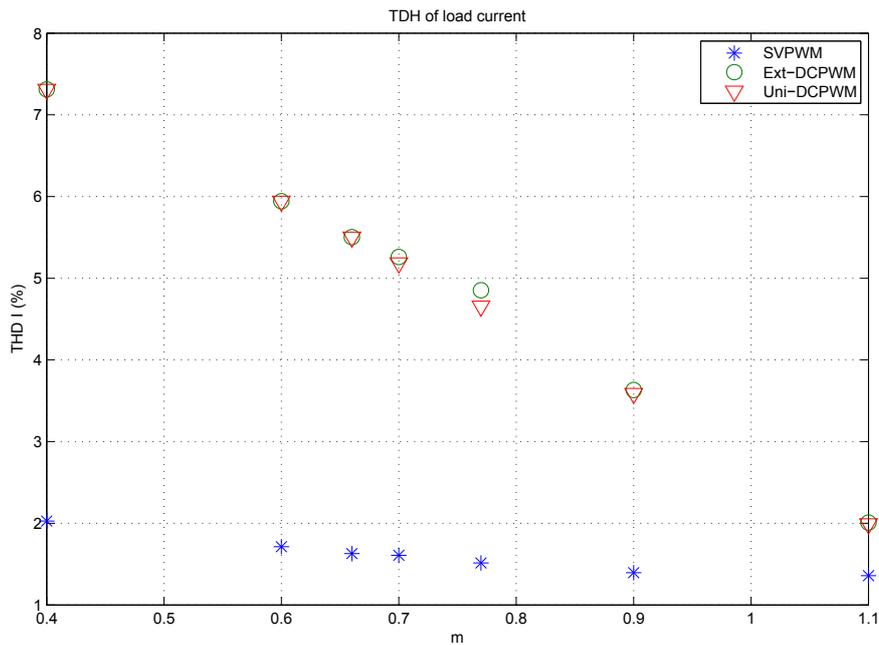


Figure 4.50 – Le taux distorsion harmonique (%) de courant de charge pour $\varphi = 14^\circ$

Bien évidemment, on ne peut pas négliger les influences négatives des nouvelles stratégies de modulation par rapport à la stratégie de référence : la qualité des courants de charge est dégradée. Ceci est montrée à la figure 4.50 où on peut constater que le taux de distorsion harmonique des 2 nouvelles stratégies est plus important que la stratégie SVPWM. Néanmoins, quand l'indice de modulation augmente, l'écart des taux de distorsion harmonique entre les deux stratégie double porteuse et la stratégie SVPWM

se réduit. Ces valeurs sont quasiment les mêmes pour toutes les trois stratégies pour $m = 1.1$. Il est important de noter que malgré la différence, les taux de distorsion harmonique de courant de charge des stratégies à double porteuse en fort indice de modulation restent faibles (en dessous de 2%). La présentation temporelle des courants de charge de trois stratégies à la figure 4.51 ($m=1.1$) confirme cette constatation. Il est bien évidemment intéressant de noter que le taux de distorsion harmonique du courant de charge dépend également de la caractéristique filtrante de la charge elle-même. Plus la charge est filtrante, moins le taux de distorsion harmonique de courant est grand. Dans notre cas, la valeur de l'inductance est faible, donc la distorsion des courants de charge n'est pas négligeable mais nous avons choisi dans le même temps une fréquence de découpage volontairement faible pour pouvoir par la suite le mesurer avec les appareils à notre disposition.

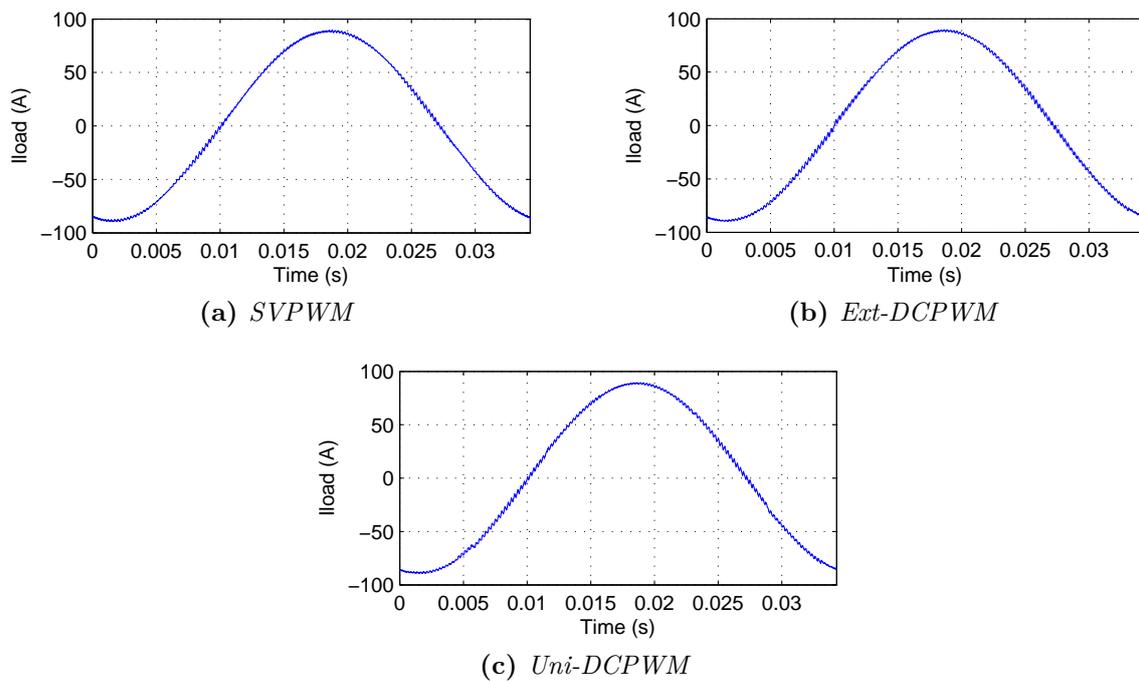


Figure 4.51 – Les courants de charge en temporel pour les trois stratégies à $m = 1.1$, $\varphi = 14^\circ$

Il est intéressant de présenter également les résultats de synthèse des simulations pour un cas de mauvais facteur de puissance afin de mettre en évidence la limite des stratégies à double porteuse. Pour cela, les résultats de simulation correspondant au cas $\varphi = 40^\circ$ ($\cos \varphi = 0.76$) sont présentés par la suite.

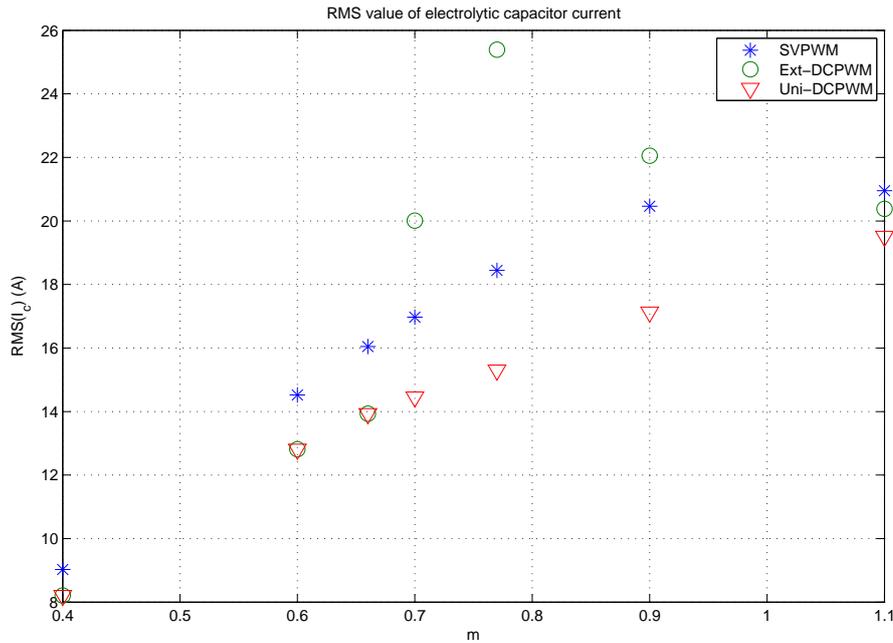


Figure 4.52 – Valeur efficace de courant dans les condensateurs de découplage électrochimiques pour $\varphi = 40^\circ$

Comme présenté aux figures 4.20b et 4.27, pour la valeur de $\varphi = 40^\circ$, la stratégie Ext-DCPWM est moins avantageuse que la stratégie SVPWM en terme de courant efficace dans les condensateurs de découplage pour les fortes valeurs d'indice de modulation, alors que la stratégie Uni-DCPWM est meilleure que la SVPWM pour toute valeur de m . Cette constatation est confirmée par les résultats de simulation présentés à la figure 4.52. Dans cette figure, on voit bien que la valeur efficace du courant absorbé par les condensateurs de découplage de la stratégie Ext-DCPWM est maximale (environ 25A) pour $m = 0.77$, cette valeur est plus importante que la valeur obtenue avec la SVPWM (environ 19A), soit une augmentation de 131%. En même temps, on peut constater que la courbe de la stratégie Uni-DCPWM se trouve toujours en dessous de celle de la stratégie SVPWM; l'écart entre les deux courbes est néanmoins moins important que dans le cas $\varphi = 14^\circ$ de la figure 4.46, ce qui est conforme aux résultats théoriques.

L'évolution temporelle (sur une période fondamentale) du courant entrant dans l'onduleur i_{dc} et du courant absorbé par les condensateurs de découplage pour le cas $m = 0.9$ et $\varphi = 40^\circ$ pour trois stratégies SVPWM, Ext-DCPW et Uni-DCPWM est présentée à la figure 4.53. Dans ce cas, on voit bien la différence entre le courant i_{dc} pour trois stratégies :

- Pour la stratégie SVPWM : le courant i_{dc} change d'état sans cesse entre une valeur de courant non nulle et 0, ce changement contribue en grande partie au courant circulant dans les condensateurs de découplage.
- Pour la stratégie Ext-DCPWM : on remarque que (malgré la présence de bruit numérique) le courant i_{dc} ne revient plus à 0, cependant i_{dc} a tendance de varier

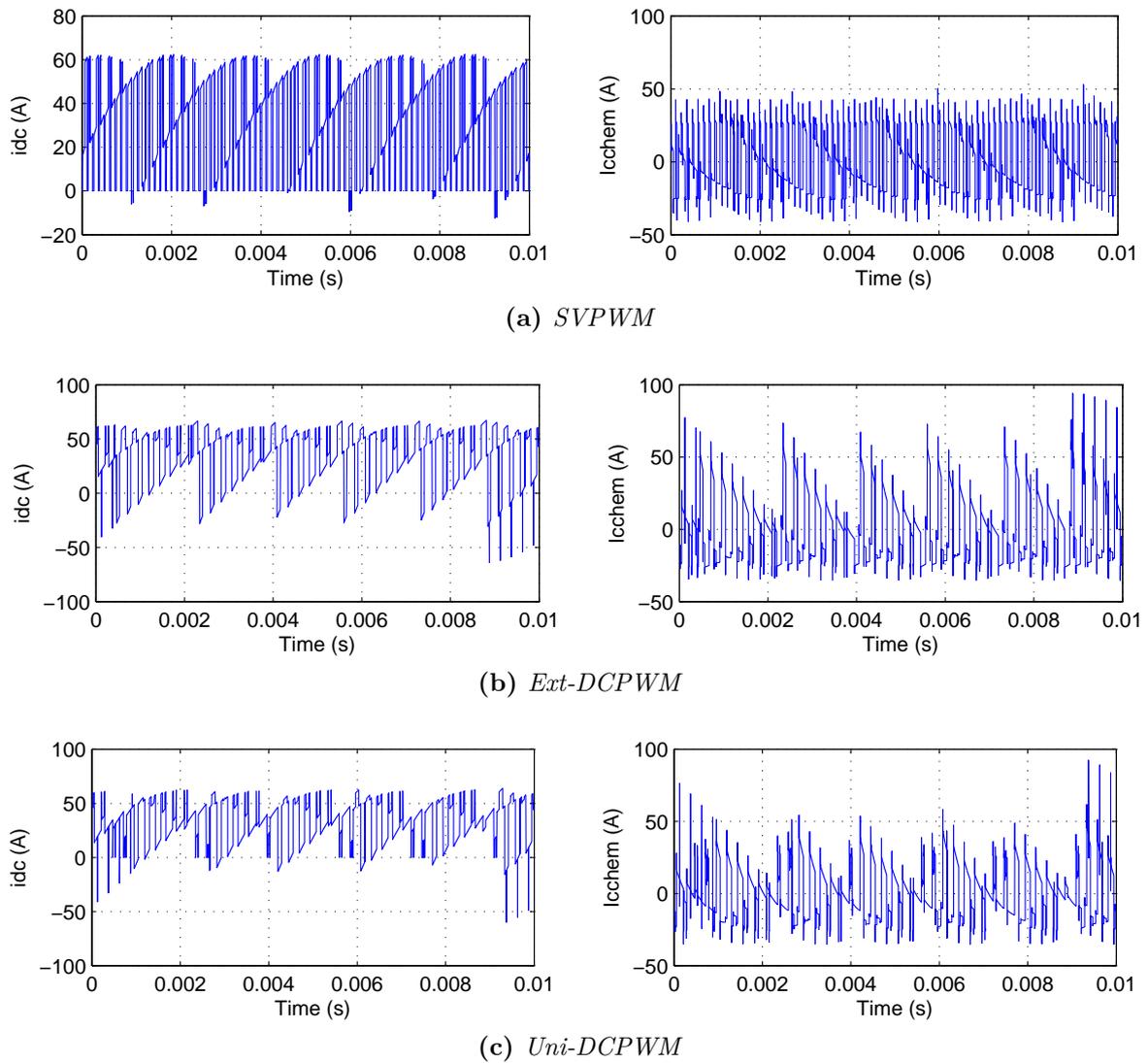


Figure 4.53 – Évolution temporelle sur une période fondamentale du courant i_{dc} et du courant absorbé par les condensateurs de découplage $m = 0.9$, $\varphi = 40^\circ$

entre une valeur positive et une valeur négative, ce qui répercute sur le courant passant dans les condensateurs de découplage.

- Pour la stratégie Uni-DCPWM : le courant i_{dc} passe moins souvent en dessous de 0, ce qui permet d'avoir une plus faible amplitude du courant passant dans les condensateurs de découplage.

Au niveau spectral des trois stratégies, la figure 4.54 permet de voir que les stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM réduisent l'amplitude de l'harmonique se trouvant à 8kHz par rapport à la stratégie SVPWM. Cependant, il semble que la stratégie Ext-DCPWM réhausse les harmoniques se trouvant autour de 4kHz, ce qui dégrade sa performance en terme de valeur efficace globale de toutes les harmoniques. La stratégie Uni-DCPWM permet de réduire les harmoniques de forte amplitude de la stratégie SVPWM en ne rehaussant pas pour autant les harmoniques se trouvant autour de 4kHz.

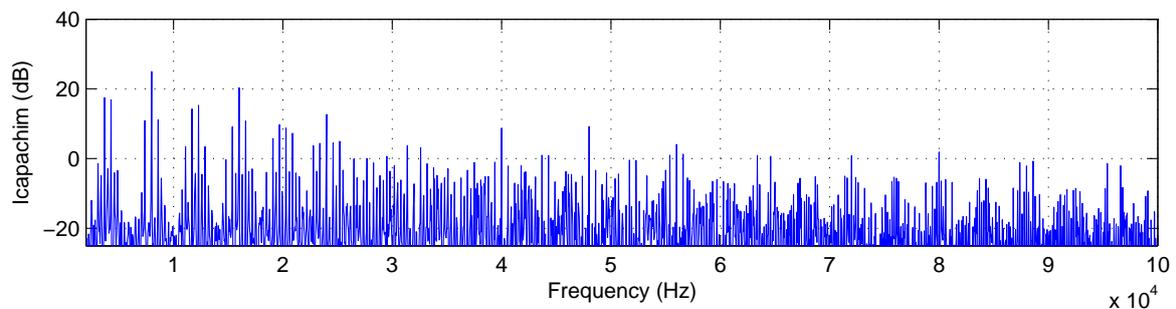
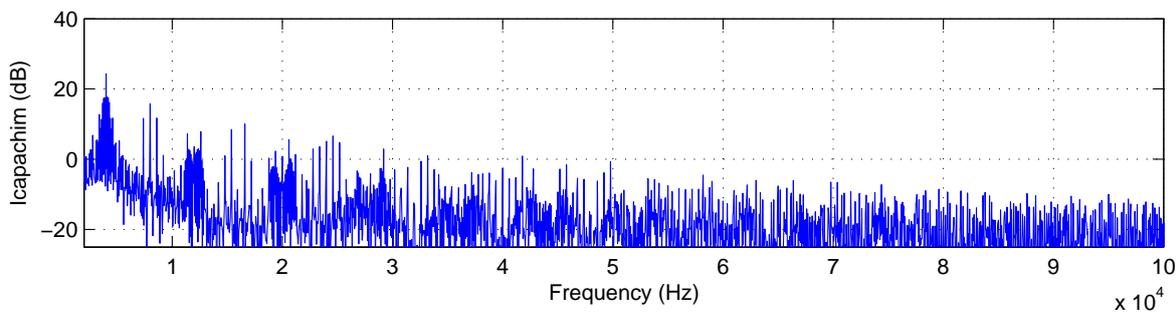
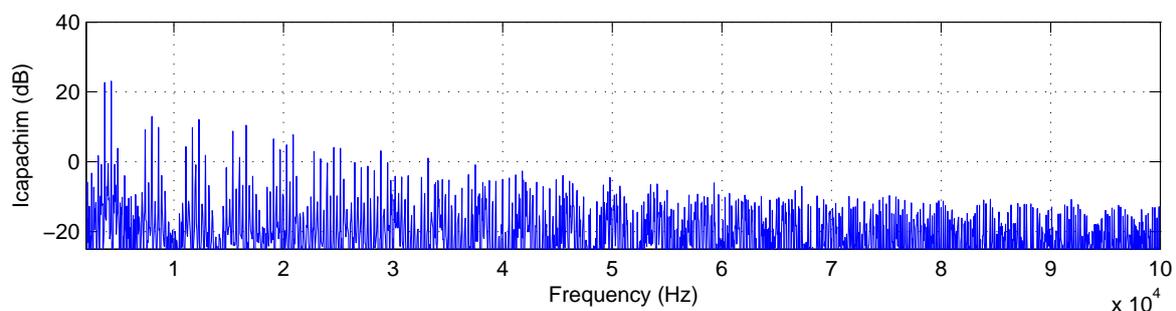
(a) *SVPWM*(b) *Ext-DCPWM*(c) *Uni-DCPWM*

Figure 4.54 – Spectre par simulation du courant absorbé par les condensateurs de découplage $m = 0.9$, $\varphi = 40^\circ$

Au niveau de la valeur efficace de l'ondulation de la tension du bus continu, il est logique de remarquer à la figure 4.55 que la stratégie Ext-DCPWM induit plus d'ondulation par rapport à la stratégie SVPWM pour une forte valeur de l'indice de modulation. Comme expliqué précédemment, le lien entre l'ondulation de la tension du bus continu et le courant absorbé par les condensateurs de découplage (avec la hypothèse appropriée) est l'impédance du bus continu.

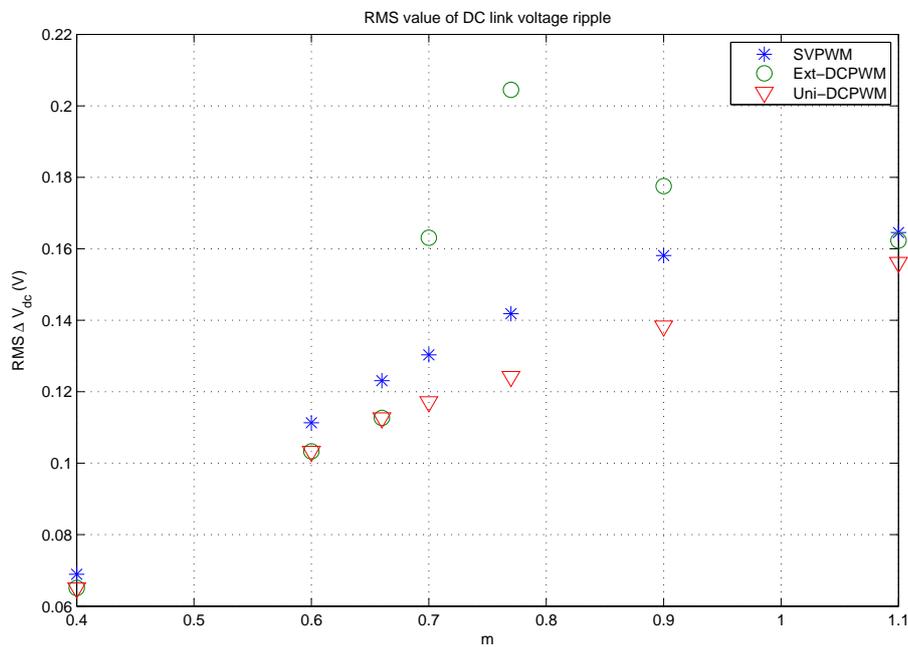


Figure 4.55 – Valeur efficace de l'ondulation de la tension du bus continu pour $\varphi = 40^\circ$

Au niveau du taux de distorsion harmonique du courant de charge, les deux stratégies conduisent à des valeurs plus grandes par rapport à la stratégie SVPWM (c.f. figure 4.56). A cette valeur de φ , il peut être remarqué que le taux de distorsion harmonique des deux stratégies à double porteuse est très proche.

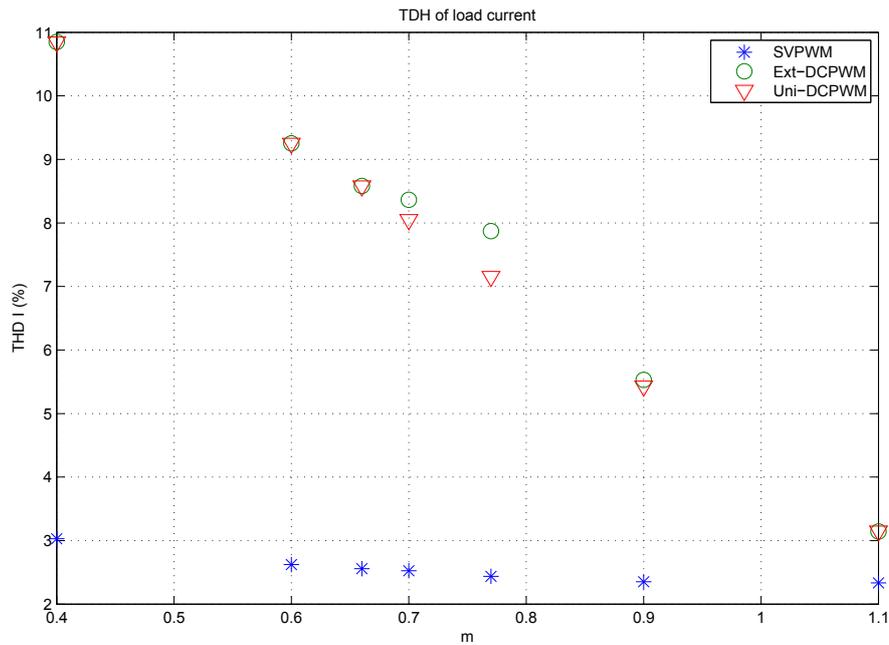


Figure 4.56 – Le taux de distorsion harmonique (%) du courant de charge pour $\varphi = 40^\circ$

4.3.3 Conclusions sur l’apports des simulations numériques

Cette partie du mémoire présente la validation par la simulation des études analytiques introduites précédemment concernant les performances des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM. Pour cela, un modèle du banc d’essai a été présenté. Une procédure de recalage du modèle qui tient compte des éléments de second ordre comme la résistance des pistes a été introduite. La confrontation avec l’expérimentation permet de valider ce modèle. L’analyse de l’impédance du bus continu a permis de mettre en évidence l’absence de résonance avec le choix des éléments sur le banc d’essai (surtout les condensateurs chimiques). Cette observation nous a permis de tirer la conclusion suivante : la réduction du courant efficace dans les condensateurs de découplage conduit également à une réduction de l’ondulation de la tension du bus continu quasiment indépendamment de sa distribution spectrale.

Les résultats des simulations numériques ont en outre permis d’évaluer la performance des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM. Même sans les hypothèses fortes (notamment la tension du bus continu constante), les résultats de simulations sont cohérents avec ceux des calculs analytiques, à savoir la réduction de la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage et la dégradation de la qualité des courants de charge. Nous avons également montré qu’avec les stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM, une réduction de l’ondulation de la tension du bus continu a été obtenue.

Conclusions

Dans ce chapitre, deux nouvelles stratégies MLI de commande de l'onduleur triphasé ont été proposées. Le point commun entre ces deux stratégies est qu'à l'échelle de la période du découpage, elles utilisent trois vecteurs actifs ou deux vecteurs actifs non-adjacents afin de reproduire le vecteur "tension" de référence. Cette particularité permet de limiter ou éliminer les temps d'application de vecteurs de roue libre et produit ainsi une plus faible oscillation du courant i_{dc} autour de sa valeur moyenne pour les charges à facteur de puissance élevée. La différence entre les deux stratégies est le choix de zone d'application des séquences de vecteurs pendant une période fondamentale. Ces deux aspects ont été présentés de manière exhaustive dans ce chapitre.

Une des deux stratégies est une extension de la stratégie à double porteuse proposée par J. Hobraiche [JH09], d'où son nom Ext-DCPWM pour Extended Double Carrier PWM strategy; cette stratégie nécessite l'utilisation de deux algorithmes différents dépendant de la valeur de l'indice de modulation. L'autre est une nouvelle stratégie qui emploie un seul algorithme pour toute valeur de l'indice de modulation, d'où son nom Uni-DCPWM pour Unified Double Carrier PWM strategy.

Les études analytiques ont montré que ces deux stratégies permettent de réduire la valeur efficace du courant dans les condensateurs de découplage, surtout pour les machines électriques à facteur de puissance proche de l'unité, la réduction peut atteindre 40% par rapport à la stratégie SVPWM. L'étude des pertes par commutation ont montré une réduction jusqu'à 50% pour ces stratégies par rapport à la stratégie SVPWM. Nous avons en outre montré que les réductions apportées par la stratégie Ext-DCPWM sont plus modestes que celles obtenues avec la stratégie Uni-DCPWM. Au niveau de qualité des courants à la charge, ces deux stratégies sont moins performantes que la SVPWM : les stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM dégradent la qualité des courants dans la charge. Cependant, ce point faible peut être surmonté en augmentant la fréquence de découpage. Ceci est rendu possible par leur propriété de réduction des pertes par commutation. Ainsi, si l'on fait le choix de revenir au même niveau de pertes (par une multiplication par 2 de la fréquence porteuse), la qualité des courants dans la charge avec les stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM devient comparable à celle obtenue avec la SVPWM.

Les résultats de simulation sur la base d'un modèle numérique du banc d'essai "idéalisé" dont nous disposons nous ont permis de confirmer les études théoriques au niveau du courant efficace dans les condensateurs de découplage, du niveau d'ondulation de la tension du bus continu et du niveau de qualité des courants de charge pour les stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM par rapport à la stratégie SVPWM. On notera par ailleurs que les points de fonctionnement simulés ont été choisis de manière à être également validés au chapitre 5.

Chapitre 5

Validation expérimentale

L'objectif de ce chapitre est de valider expérimentalement la performance des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM sur un banc de test représentatif d'une application automobile.

Dans un premier temps, nous présentons en détail le banc de test avec les appareils de mesure. L'aspect "implémentation" des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM sur la carte DSP TMS320F2812 associé à d'une carte de multiplexage auxiliaire sera présenté ensuite. Enfin, les résultats expérimentaux seront présentés afin de confirmer les études théoriques et de voir l'influence des nouvelles stratégies sur l'ondulation de la tension du bus continu.

Sommaire

5.1	Description du banc de test	124
5.1.1	Circuit de puissance	124
5.1.2	Commande	125
5.1.3	Instrumentation	127
5.2	Implémentation sur le banc de test	128
5.3	Résultats expérimentaux	133

5.1 Description du banc de test

5.1.1 Circuit de puissance

Dans cette partie nous allons présenter le circuit de puissance du banc de test dont nous disposons qui est utilisé pour valider l'efficacité des stratégies à double porteuse (à savoir Ext-DCPWM et Uni-DCPWM). Le banc de test, qui se veut être représentatif d'une application automobile, s'organise autour d'un onduleur triphasé constitué de bras de pont MOSFET YXIS VMM650-01F basse tension fort courant (calibre 100V – 680A). Les condensateurs de découplage placés sur le bus continu sont de deux types :

- Six condensateurs polypropylène 10 μF (pour les hautes fréquences)
- Quatre condensateurs électrolytiques Evox Rifa PEG225 4800 μF – 25V (pour les basses et moyennes fréquences) [PEG] (*c.f.* figure 5.1)



Figure 5.1 – Les condensateurs chimiques sur le banc de test

Le choix de ces condensateurs pour le banc d'essai est fondé sur deux paramètres clés qui sont :

- La tension nominale du bus continu (12 à 13V)
- La faculté de ces condensateurs à supporter de forts courants efficaces et à être montés sur un dissipateur thermique.

On notera que ces condensateurs ont été conçus spécifiquement pour les applications automobiles.

La source de tension est soit

- Une alimentation de laboratoire réglable en tension (0-20V) et en courant (0-60A)
- Une batterie Plomb-Acide de 12V.

Cette source est reliée à l'onduleur par deux câbles d'1.5m de long chacun afin de rendre compte de la connectique réelle dans un véhicule.

La charge de l'onduleur est constituée de trois bobines à air associées en série à trois résistances, l'ensemble étant couplé en étoile (*c.f.* figure 5.2). En faisant varier la fré-

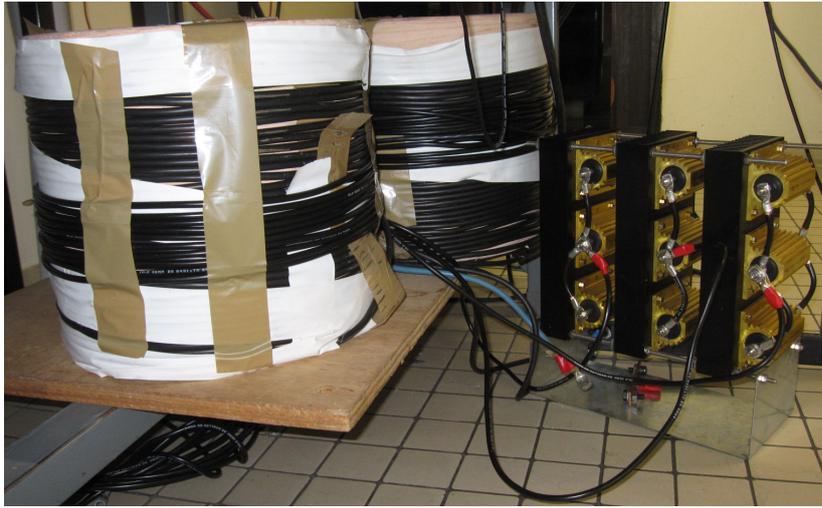


Figure 5.2 – *Photo de la charge R-L triphasée connectée en étoile*

quence fondamentale, il est possible de changer le facteur de puissance de la charge ; cette possibilité va être utilisée afin de déterminer l'efficacité des stratégies MLI proposées par la simulation numérique ou par l'expérimentation selon le facteur de puissance. Le schéma équivalent retenu pour la modélisation du système est donc celui de la figure 4.39. L'identification des différents éléments a été faite en partie par des mesures voltampère-métriques en continu et en alternatif (pour les câbles et bobines de charge), par impédance-métrie directe (pour la batterie), par impédance-métrie indirecte (FFT Tension/Courant pour les condensateurs polypropylène/chimiques) et par l'utilisation exclusive ou conjointe des données constructeur (MOSFET et condensateurs chimiques). On considère l'onduleur comme constitué d'interrupteurs idéaux et la résistance R_{DSon} est incluse dans la charge.

5.1.2 Commande

La commande rapprochée des transistors est assurée au moyen d'un driver 6SD106E de la société CT-CONCEPT Technology AG (*c.f.* figure 5.3). Celle-ci permet non seulement d'injecter les courants de grille requis par les interrupteurs afin de garantir des commutations rapides mais elle garantit l'isolation galvanique entre la commande et l'étage de puissance, gère les temps morts pour les pilotages des deux transistors d'un même bras et assure enfin une surveillance des tensions Drain/Source aux bornes de chaque composant de puissance afin de détecter toute défaillance et le cas échéant inhibe les commandes des éléments en défaut. Les signaux appliqués à ce module de commande rapprochée se limitent à 4 signaux logiques :

- Les 3 signaux de commande (fonctions de connexion) des trois bras de pont.
- Le signal d'erreur global donnant l'ordre au driver d'inhiber les commandes des trois bras de pont.

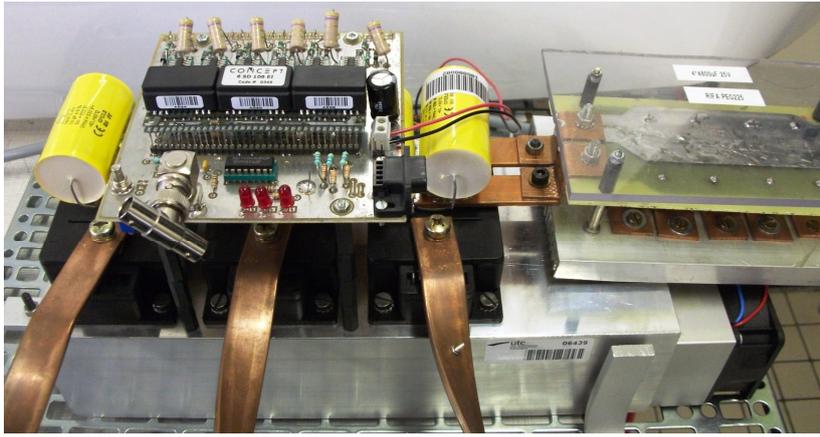


Figure 5.3 – Photo de l'onduleur

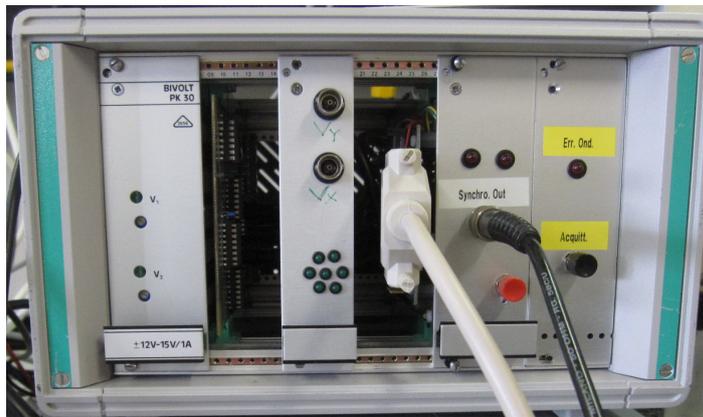


Figure 5.4 – Façade du rack de commande

Les signaux de commande (regroupés sur un connecteur SubD-9) sont issus d'un DSP Texas Instruments TMS320F2812 placé dans le rack de commande du banc (*c.f.* figure 5.4). Ce rack comprend outre la carte du DSP :

- Un bloc d'alimentation pour l'ensemble des cartes du rack
- Une carte de multiplexage permettant un choix entre 2 paires de PWM disponibles en sortie du DSP (PWM1, PWM2, PWM3 ou leurs complémentaires)¹
- Une carte d'adaptation des niveaux de tension pour les E/S du DSP, en particulier pour l'acquisition de signaux analogiques +/-10V pour les entrées ADC du processeur,
- Une carte de surveillance des courants dans la charge.

Cette dernière carte exploite les signaux +/-10V correspondant aux mesures des courants dans la charge et vérifie qu'ils ne dépassent pas un certain seuil (fixé à 100A). Si un dépassement survient sur un des courants, un signal d'erreur global est généré et est envoyé au driver de l'onduleur pour bloquer les commandes des trois bras de pont. Ce signal d'erreur est ensuite maintenu tant qu'un acquittement n'est pas effectué au moyen d'un bouton-poussoir situé en face avant du rack de commande.

1. Cet élément est requis pour les stratégies à double porteuse et est piloté par des signaux auxiliaires du DSP (GPIO).

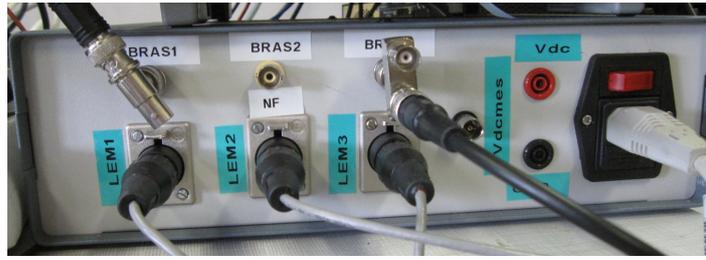


Figure 5.5 – Façade du boîtier contenant l'interface de conditionnement des acquisitions des courants

Les acquisitions des courants dans les 3 phases de l'onduleur sont assurées par trois capteurs à effet Hall LEM LT 500-T de calibre 500A. Ils sont alimentés en $\pm 15V$ par une interface de conditionnement (*c.f.* figure 5.5) qui récupère des courants de sortie proportionnels aux courants mesurés et produit des signaux de type $\pm 10V$ avec un gain de $20.2mV/A$. Les signaux fournis peuvent être :

- Soit une image directe des signaux mesurés,
- Soit une version filtrée de ces signaux (à l'aide de filtres de Butterworth du 4ème ordre de fréquence de coupure $40kHz$).

Le boîtier contenant cette interface de conditionnement des mesures des courants alternatifs dans la charge triphasée de l'onduleur comprend également un amplificateur ISO-120 de bande passante $60kHz$ permettant d'effectuer une mesure de la tension du bus continu de l'onduleur avec une isolation galvanique de $1.5kV_{rms}$. L'alimentation auxiliaire de cet amplificateur d'isolement est assurée par un convertisseur DC/DC isolé Traco $\pm 15V$ TEN15-1223.

5.1.3 Instrumentation

Afin de valider les stratégies de commande implantées dans le DSP, il convient de vérifier leur impact sur les courants absorbés par l'onduleur sur le bus continu et plus précisément sur les courants circulant dans les condensateurs de découplage, tant polypropylène qu'électrochimiques. Pour cela, nous avons utilisé une sonde de type « spire de Rogowski » dont la bande passante est de $16MHz$ et dont la précision est de 1% avec un gain du circuit de conditionnement de $10mV/A$.

Dans la mesure où les stratégies proposées induisent une augmentation de la distorsion en tension au niveau de la charge, il convient également de mesurer la qualité des courants injectés dans la charge : pour cela, nous avons utilisé une sonde Tektronix A6304XL dont la bande passante est de $2MHz$, la précision de 3% et avec un gain réglable que nous avons fixé à $20A/div$.

Pour la mesure de tensions, nous avons utilisé soit directement des sondes $\times 10$ d'oscilloscope soit une sonde isolée Yokogawa ($\times 10$ ou $\times 100$) dont les caractéristiques sont les suivantes :

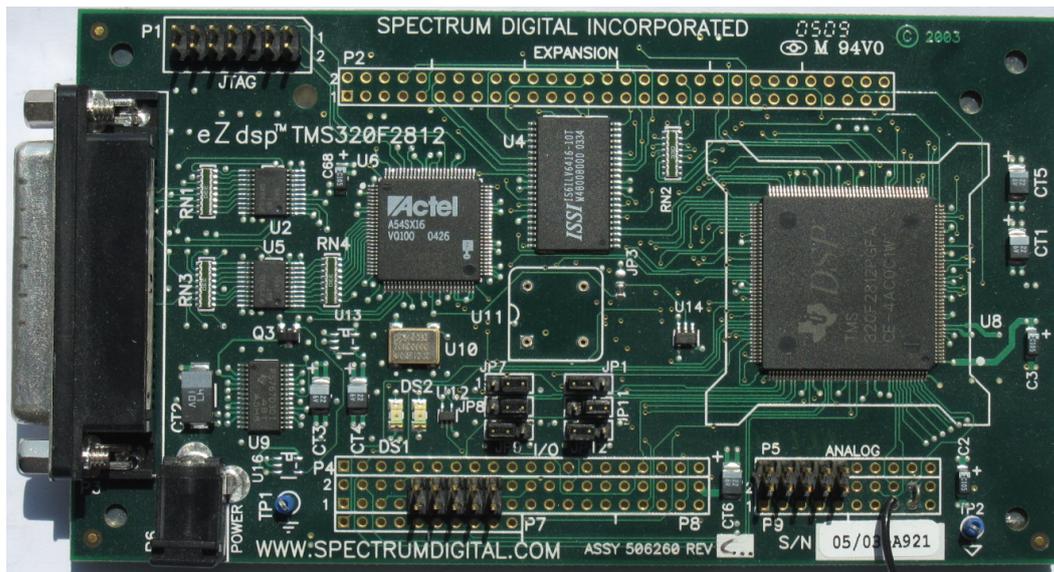


Figure 5.6 – Photo de la carte de développement eZDSP de chez Spectrum Digital

- La bande passante : 15MHz (DC-15MHz)
- Tension maximale : 350 VRMS

Les appareils de mesure que nous avons utilisés pour les relevés des formes d’ondes et des spectres des différentes grandeurs observées sont :

- Un oscilloscope Lecroy WaveSurfer 24Xs-A (4 voies, BP =200MHz, 2.5GEch/s)
- Un analyseur de spectre Agilent N9020A (BP = 20Hz – 26.5GHz)

Étant donnée l’impédance d’entrée de 50Ω de l’analyseur de spectre (adaptée aux applications HF), nous lui avons associé une sonde active 41800A d’impédance d’entrée $100k\Omega$ dont la bande passante est de 500 MHz et à laquelle on peut ajouter un atténuateur x10 ou x100 augmentant dans les mêmes proportions l’impédance d’entrée ($1M\Omega$ ou $10M\Omega$).

5.2 Implémentation sur le banc de test

Les trois signaux de commande des trois bras de pont sur notre banc de test sont issus d’une carte de développement eZDSP développée autour du DSP TMS320F2812. La figure 5.6 présente une photo de la carte. Deux “Event Manager” du DSP permettent de contrôler deux moteurs en même temps. Cependant, chacun se base sur un timer de 16-bits différent pour effectuer les opérations internes, donc aucune synchronisation n’est possible entre les deux Event Managers.

Chacun des Event Manager est capable de générer 3 paires de signaux PWM pour trois bras de pont sur la base de comparaisons entre trois valeurs de référence et une même porteuse qui est élaborée par un timer. Le DSP F2812 offre une flexibilité au niveau de réglage du type de porteuse : on a le choix entre une porteuse triangulaire montante-descendante, descendante-montante ou une porteuse de type “dent de scie”.

Les résultats présentés dans ce rapport, en simulation et en expérimentation, sont issus d'une utilisation de porteuse triangulaire montante-descendante. Pour le driver, seuls trois signaux de commande pour les trois bras de pont sont nécessaires.

Afin d'assurer une périodicité parfaite des calculs et des signaux de commande en sortie de la carte DSP, la programmation se base sur un mécanisme d'interruption. La source des interruptions est le retour à la valeur 0 de la porteuse, cela veut dire qu'une routine d'interruption est exécutée à chaque retour à 0 du timer, donc la période d'interruption est la même que la période de la porteuse.

Sur la carte DSP F2812, nous disposons également de six ports ADC (Analog to Digital Converter) avec un temps de conversion suffisamment rapide pour l'implémentation des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM (un échantillon des courants par période de découpage).

Afin d'implémenter les stratégies classiques utilisant deux vecteurs actifs et un ou deux vecteurs de roue libre pendant chaque période de découpage comme la SVPWM, un seul type de porteuse est suffisant. La difficulté avec les stratégies à double porteuse, comme leur nom l'indique, est le fait de devoir disposer de deux types de porteuse différents. La solution que l'on utilise est présentée à la figure 5.7. De manière classique, on dispose d'une porteuse unique (par exemple de type "montante-descendante" comme illustré à droite de la figure) et dans ce cas, la comparaison avec la consigne de rapport cyclique produit un signal PWM c_i de type "1-0-1". Toutefois, nous souhaitons ici produire des signaux de type inversé ("0-1-0") qui correspondraient à une porteuse de type "descendante-montante" (à gauche de la figure). Dans le DSP, l'élaboration d'une telle porteuse est impossible mais on peut contourner ce problème en utilisant comme signal PWM de sortie non pas c_i mais \bar{c}_i . On aboutit donc à un fonctionnement équivalent à celui utilisant réellement deux porteurs à condition de sélectionner en temps réel à chaque période de découpage pour chaque bras de pont la commande issue du module PWM du DSP (PWM1, 2 ou 3) ou son complémentaire.

L'implémentation des stratégies à double porteuse avec la carte DSP F2812 nécessite donc une carte de multiplexage supplémentaire qui assure l'interface entre la carte DSP et le driver de l'onduleur comme présenté à la figure 5.8. Le rôle de cette carte est de choisir quelles sorties du DSP sont appliquées au driver grâce à deux signaux de sélection *SEL1* et *SEL2*. Le signal appliqué pour chaque bras de pont en fonction des deux signaux de sélection est présenté au tableau 5.1. La photo de la carte de multiplexage est présentée à la figure 5.9.

Au niveau de l'algorithme, il est plus simple de présenter celui de la stratégie Uni-DCPWM, car comme son nom indique, un seul algorithme suffit pour toute valeur de l'indice de modulation. L'algorithme pour cette stratégie est présenté à ci-dessous.

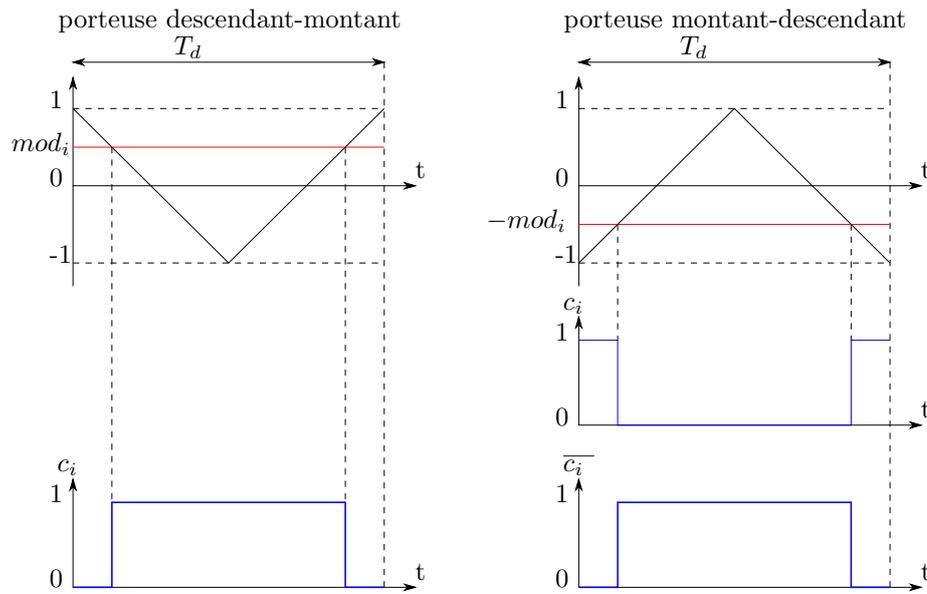


Figure 5.7 – Equivalence de deux types de porteuse triangulaire

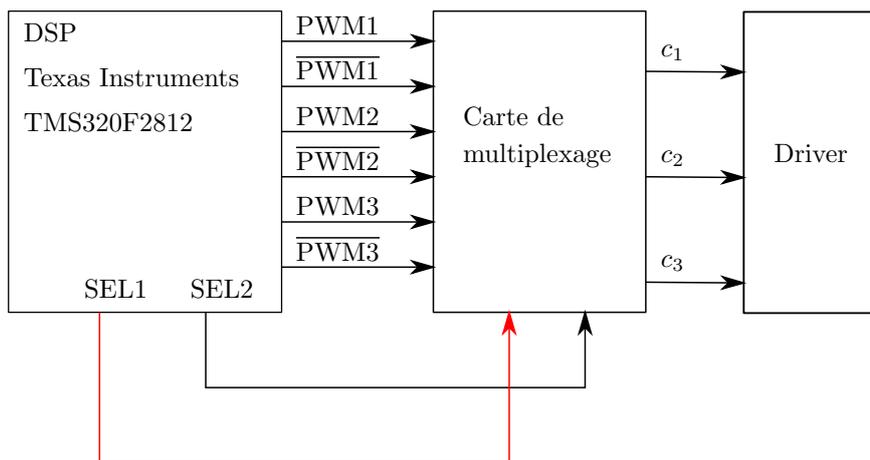


Figure 5.8 – Positionnement de la carte de multiplexage

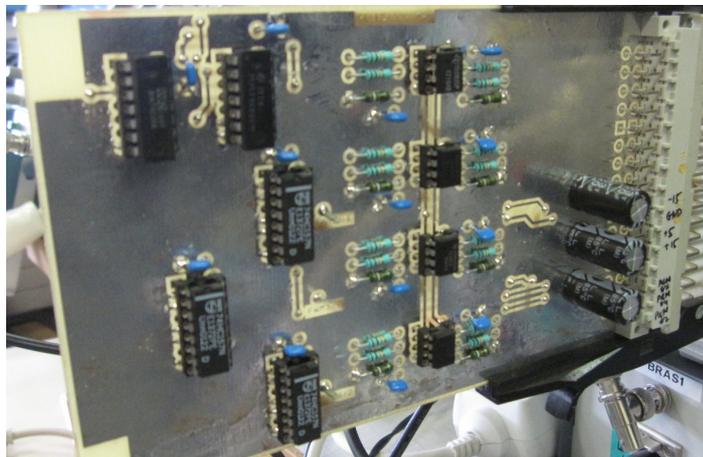


Figure 5.9 – Photo de la carte de multiplexage

SEL1	SEL2	Bras 1	Bras 2	Bras 3
0	0	$PWM1$	$PWM2$	$PWM3$
0	1	$PWM1$	$PWM2$	$PWM3$
1	0	$PWM1$	$\overline{PWM2}$	$PWM3$
1	1	$PWM1$	$PWM2$	$\overline{PWM3}$

Table 5.1 – *Sortie de la carte de multiplexage*

Algorithm 5.1 Algorithme de stratégie Uni-DCPWM à chaque routine d'interruption

Début de routine

- Acquisition de $v_1^*, v_2^*, v_3^*, i_1, i_2, i_3$
- Détermination de M, m , et i appartenant à $[1,2,3]$ avec
 - $v_M = \max(v_1^*, v_2^*, v_3^*)$
 - $v_m = \min(v_1^*, v_2^*, v_3^*)$
- Calcul de v_{n0}
 - si $|i_M| \geq |i_m|$, $v_{n0} = 1 - v_M$
 - si $|i_m| \geq |i_M|$, $v_{n0} = -1 - v_M$
- Calcul les valeurs des modulantes
 - $mod_M = v_M + v_{n0}$
 - $mod_m = v_m + v_{n0}$
 - $mod_i = -v_i - v_{n0}$
- Détermination de valeur des signaux de sélection selon le tableau 5.1

Fin de routine

Pour la stratégie Ext-DCPWM, l'algorithme se divise en plusieurs zones différentes, les zones et les conditions pour chaque zone sont présentées au tableau 5.2. On voit bien que l'algorithme pour cette stratégie est plus compliqué que la stratégie Uni-DCPWM, donc le temps de calcul sera plus long. Pour la lisibilité du mémoire, un algorithme simplifié et non-exhaustif de la stratégie Ext-DCPWM est présenté à l'algorithme 5.2. Cet algorithme contient plusieurs comparaisons afin de déterminer où se trouve le vecteur tension de référence.

Zone	Condition
Triangle intérieur 1	$v_1^* \geq \frac{2}{3}, -\frac{2}{3} \leq v_2^* \leq 0, -\frac{2}{3} \leq v_3^* \leq 0$
Triangle intérieur 2	$0 \leq v_1^* \leq \frac{2}{3}, 0 \leq v_2^* \leq \frac{2}{3}, v_3^* \leq -\frac{2}{3}$
Triangle intérieur 3	$-\frac{2}{3} \leq v_1^* \leq 0, v_2^* \geq \frac{2}{3}, -\frac{2}{3} \leq v_3^* \leq 0$
Triangle intérieur 4	$v_1^* \leq -\frac{2}{3}, 0 \leq v_2^* \leq \frac{2}{3}, 0 \leq v_3^* \leq \frac{2}{3}$
Triangle intérieur 5	$-\frac{2}{3} \leq v_1^* \leq 0, -\frac{2}{3} \leq v_2^* \leq 0, v_3^* \geq \frac{2}{3}$
Triangle intérieur 6	$0 \leq v_1^* \leq \frac{2}{3}, v_2^* \leq -\frac{2}{3}, 0 \leq v_3^* \leq \frac{2}{3}$
Triangle extérieur 1	$v_1^* \geq \frac{2}{3}, -\frac{2}{3} \leq v_2^* \leq \frac{2}{3}, v_3^* \leq -\frac{2}{3}$
Triangle extérieur 2	$-\frac{2}{3} \leq v_1^* \leq \frac{2}{3}, v_2^* \geq \frac{2}{3}, v_3^* \leq -\frac{2}{3}$
Triangle extérieur 3	$v_1^* \leq -\frac{2}{3}, v_2^* \geq \frac{2}{3}, -\frac{2}{3} \leq v_3^* \leq \frac{2}{3}$
Triangle extérieur 4	$v_1^* \leq -\frac{2}{3}, -\frac{2}{3} \leq v_2^* \leq \frac{2}{3}, v_3^* \geq \frac{2}{3}$
Triangle extérieur 5	$-\frac{2}{3} \leq v_1^* \leq \frac{2}{3}, v_2^* \leq -\frac{2}{3}, v_3^* \geq \frac{2}{3}$
Triangle extérieur 6	$v_1^* \geq \frac{2}{3}, v_2^* \leq -\frac{2}{3}, -\frac{2}{3} \leq v_3^* \leq \frac{2}{3}$
Hexagone intérieur	le reste

Table 5.2 – Zones de triangles intérieurs et extérieurs en fonction de la valeur instantanée des trois sinusoïdes

Algorithm 5.2 Algorithme simple et non-exhaustif de la stratégie Ext-DCPWM

Début de routine

- Acquisition de $v_1^*, v_2^*, v_3^*, i_1, i_2, i_3$
- Détermination de zone où se trouve le vecteur tension de référence selon les conditions du tableau 5.2.
- Si “Triangle intérieur 1”
 - $v_{n0} = 1 - v_1^*$
 - Calcul des valeurs des modulantes
 - $mod_M = v_M + v_{n0}$
 - $mod_m = v_m + v_{n0}$
 - $mod_i = -v_i - v_{n0}$
 - Détermination de valeur des signaux de sélection
 - $SEL1 = 1$ et $SEL2 = 0$
- Si “Triangle intérieur 2”
 - ...
- Si “Triangle extérieur 1”
 - si $|i_1| \geq |i_2|$ appliquer le cas “Triangle intérieur 1”
 - si $|i_2| \geq |i_1|$ appliquer le cas “Triangle intérieur 2”
- ...
- Si “Hexagone intérieur” appliquer l’algorithme de Uni-DCPWM

Fin de routine

Enfin, pour la détermination du temps de calcul de chaque stratégie, un bit est mis en état haut au début de chaque appel de la routine d’interruption et une fois que les calculs sont terminés, ce bit² est remis à l’état bas. En regardant la durée pendant laquelle ce bit est à l’état haut, on peut déterminer le temps d’exécution de chaque stratégie et voir si l’implémentation en temps réel pose problème ou pas.

2. récupéré sur une broche du DSP et observé à l’oscilloscope

5.3 Résultats expérimentaux

Nous allons comparer les stratégies suivantes : SVPWM, Ext-DCPWM et Uni-DCPWM en termes de courant efficace dans les condensateurs de découplage, de valeur efficace de l'ondulation de la tension du bus continu et de taux de distorsion harmonique des courants de charge. Pour cela, le banc de test est instrumenté comme présenté à la figure 5.10 :

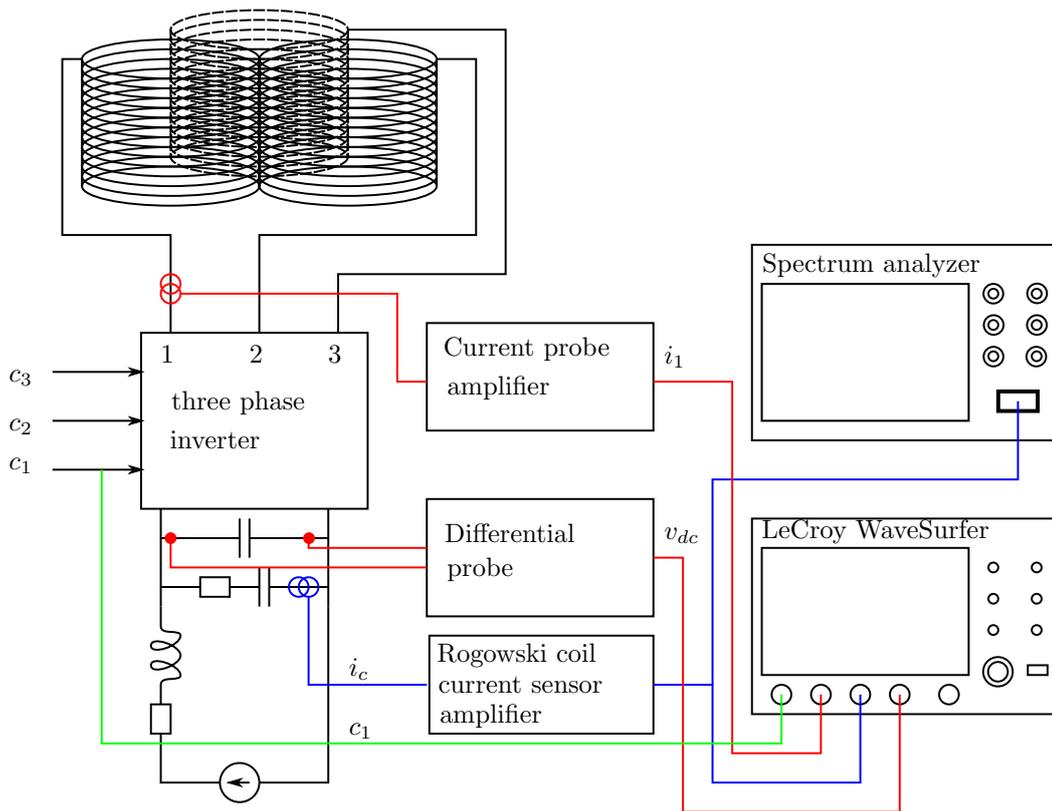


Figure 5.10 – Le câblage des appareils de mesure

- La voie 1 de l'oscilloscope mesure le signal de commande pour le bras de pont 1.
- La voie 2 de l'oscilloscope mesure le courant de charge du bras 1.
- La voie 3 de l'oscilloscope mesure le courant dans les condensateurs de découplage (chimiques). Ce courant est également mesuré en terme de spectre grâce à l'analyseur de spectre.
- La voie 4 de l'oscilloscope mesure la tension du bus continu.

Grâce à l'analyseur de spectre, on peut observer instantanément l'influence de la stratégie MLI sur le courant dans les condensateurs de découplage. Enfin, les résultats de synthèse sont traités hors ligne avec Matlab.

Tout d'abord, les résultats expérimentaux pour le point $m = 0.77$, $\varphi = 14^\circ$ (point de fonctionnement 1) et $m = 0.77$, $\varphi = 40^\circ$ (point de fonctionnement 2) sont présentés. La fréquence de découpage est fixée à 4kHz, cette fréquence est la plus basse possible avec la

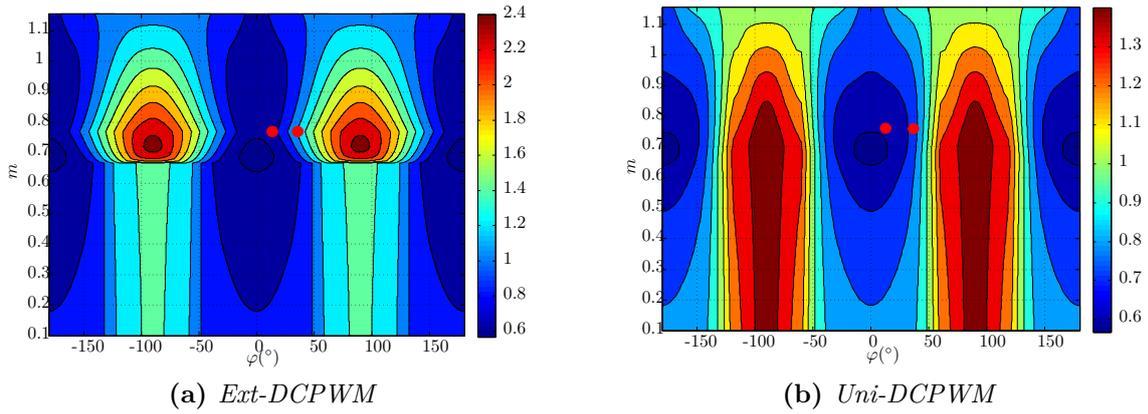
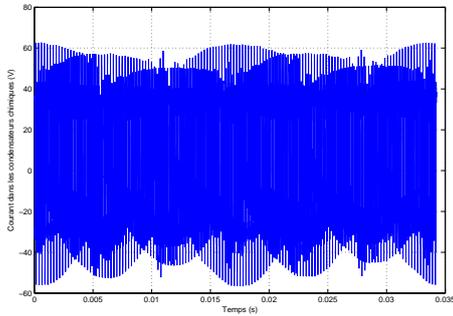


Figure 5.11 – Réduction théorique de deux points de fonctionnement choisis en terme de courant dans les condensateurs de découplage

fréquence d'horloge de la carte (à savoir 150MHz) afin de pouvoir mesurer une distorsion des courants dans la charge qui pour des fréquences plus élevées deviennent trop petites pour donner des résultats significatifs avec les instruments à notre disposition. Pour rappeler la réduction de courant dans les condensateurs de découplage, on utilisera les figures 5.11a et 5.11b avec deux points de fonctionnement. Théoriquement, pour le point de fonctionnement 1, la valeur efficace de courant dans les condensateurs de découplage pour les deux stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM se trouve entre 0.6 et 0.7 fois la valeur efficace des condensateurs de la stratégie SVPWM. Pour le point de fonctionnement 2, par rapport à la valeur efficace du courants dans les condensateurs de la stratégie SVPWM, celle de la stratégie Ext-DCPWM est plus grande, alors que celle de la stratégie Uni-DCPWM se trouve approximativement dans la zone à "0.7".

La figure 5.12 présente le courant dans les condensateurs des trois stratégies SVPWM, Ext-DCPWM et Uni-DCPWM pour le point de fonctionnement 1. Les spectres sont obtenus à l'aide de l'analyseur de spectre, le niveau de référence de chaque courbe est le même. En regardant les spectres, il peut être constater que les stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM réduisent de manière considérable la raie à 8kHz par rapport à la stratégie SVPWM. Grâce à cette réduction, même s'il y a une augmentation légère des raies à 4kHz, la valeur efficace du courant dans les condensateurs est diminuée de manière très nette comme présenté au tableau 5.3. Comme attendu, la valeur pour Uni-DCPWM est égale à 64% de celle pour la SVPWM, et la valeur de Ext-DCPWM est égale à 69% de celle de SVPWM. Cette réduction permet également une réduction au niveau de l'ondulation de la tension du bus continu. La figure 5.13 présente la tension du bus continu et son spectre pour chaque stratégie. On constate une diminution notable au niveau des raies à 8kHz, 32kHz, 48kHz et 56kHz des stratégies à double porteuse par rapport à la stratégie SVPWM.

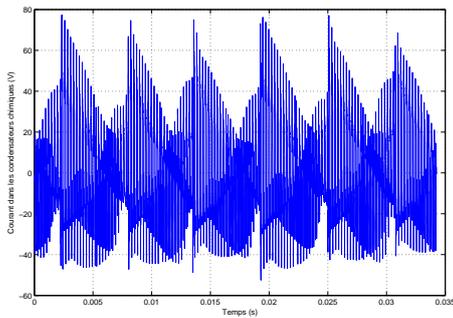
Au niveau de la qualité du courant de charge, encore une fois comme attendu, les stratégies à double porteuse sont moins avantageuses que la SVPWM. La figure 5.14



(a) SVPWM



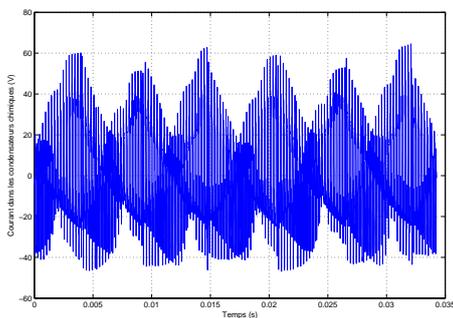
(b) SVPWM, spectre de courant dans les condensateurs



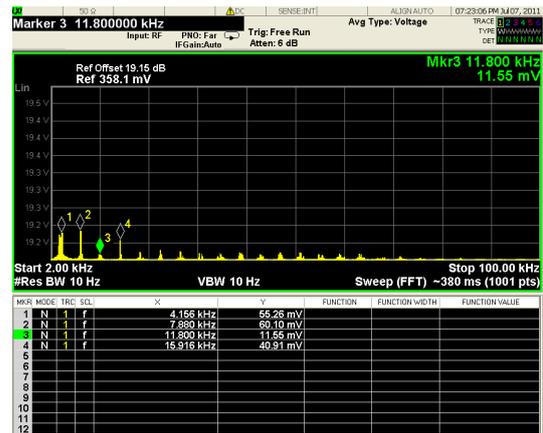
(c) Ext-DCPWM



(d) Ext-DCPWM, spectre de courant dans les condensateurs



(e) Uni-DCPWM

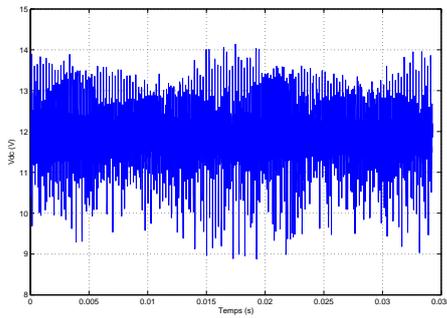


(f) Uni-DCPWM, spectre du courant dans les condensateurs

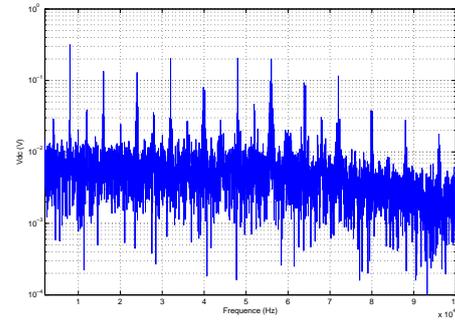
Figure 5.12 – Courant dans les condensateurs de découplage sur une période fondamentale pour le point de fonctionnement 1

	SVPWM	Ext-DCPWM	Uni-DCPWM
$RMS(I_{capa})$	30.1351 A	20.7063 A	19.2282 A
		68.7% /SVPWM	63.8% /SVPWM
$RMS(v_{dc})$	0.5022V	0.3503V	0.3414V
		69.8% /SVPWM	68% /SVPWM
$TDH(I_{charge})$	2.16%	6.47%	6.21%
Temps de calcul	10.3 μ s	12.5 μ s	10.5 μ s

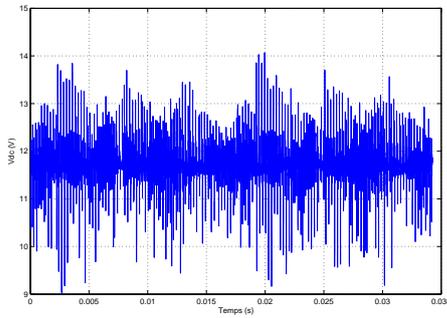
Table 5.3 – Résultats expérimentaux pour le point de fonctionnement $m = 0.77$, $\varphi = 14^\circ$



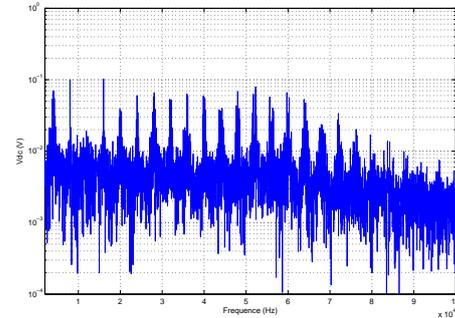
(a) SVPWM, v_{dc} en temporel



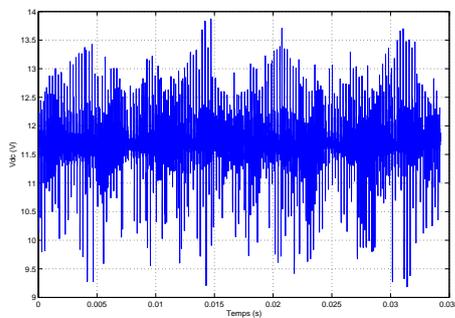
(b) SVPWM, spectre de v_{dc}



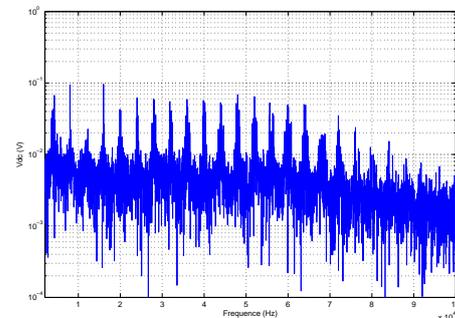
(c) Ext-DCPWM, v_{dc} en temporel



(d) Ext-DCPWM, spectre de v_{dc}



(e) Uni-DCPWM, v_{dc} en temporel



(f) Uni-DCPWM, spectre de v_{dc}

Figure 5.13 – Ondulation de la tension du bus continu pour le point de fonctionnement 1

	SVPWM	Ext-DCPWM	Uni-DCPWM
$RMS(I_{capa})$	25.9954 A	27.1124 A	18.7162 A
		104.3% /SVPWM	72% /SVPWM
$RMS(v_{dc})$	0.4781V	0.4017V	0.3287V
		84% /SVPWM	68.7% /SVPWM
$TDH(I_{charge})$	2.86%	7.44%	6.58%
Temps de calcul	10.3 μ s	12.5 μ s	10.5 μ s

Table 5.4 – Résultats expérimentaux pour le point de fonctionnement $m = 0.77$, $\varphi = 40^\circ$

présente le courant de charge et son spectre pour chaque stratégie. Il est intéressant de constater que pour la stratégie SVPWM, les raies sont plus hautes autour de 8kHz (deux fois la fréquence de découpage). Bien que les stratégies à double porteuse diminuent les raies autour de cette fréquence, elles grandissent les raies à la fréquence de découpage, et elles réduisent globalement la qualité du courant. La fréquence de découpage a été choisie volontairement la plus basse possible afin de mettre en évidence l'influence des stratégies à double porteuse sur la qualité de courant de charge. Si on veut augmenter la qualité du courant, il faut augmenter la fréquence de découpage.

Les résultats expérimentaux du point de fonctionnement 1 montrent l'efficacité des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM par rapport à la stratégie SVPWM. Il est maintenant intéressant de voir leur efficacité à un autre point de fonctionnement où le facteur de puissance est à la limite de fonctionnement des machines électriques couramment utilisées pour les applications automobiles. C'est le cas pour " $\cos \varphi = 0.8$ ", donc $\varphi \approx 40^\circ$. Pour cela, la fréquence fondamentale est fixée à 100Hz (avec une charge inchangée).

La figure 5.15 présente le courant dans les condensateurs et son spectre au point de fonctionnement 2 pour trois stratégies. On constate que la stratégie Ext-DCPWM diminue la raie à 8kHz par rapport à la stratégie SVPWM, par contre elle augmente les raies autour de la fréquence de découpage. Le même phénomène s'applique pour la stratégie Uni-DCPWM. Qualitativement, il y a moins de raies de forte amplitude autour de la fréquence de découpage pour la stratégie Uni-DCPWM que pour la stratégie Ext-DCPWM. Les calculs de synthèse "hors ligne" avec Matlab présentés au tableau 5.4 permettent de confirmer cette constatation. A ce point de fonctionnement, la stratégie Uni-DCPWM continue à prouver son efficacité par rapport à la stratégie SVPWM, ce n'est pas le cas pour la stratégie Ext-DCPWM.

Malgré une augmentation de la valeur du courant dans les condensateurs de la stratégie Ext-DCPWM par rapport à la stratégie SVPWM, les deux stratégies à double porteuse permettent de réduire la valeur efficace de l'ondulation de la tension du bus continu. La tension du bus continu et son spectre sont présentés à la figure 5.16 pour les trois stratégies.

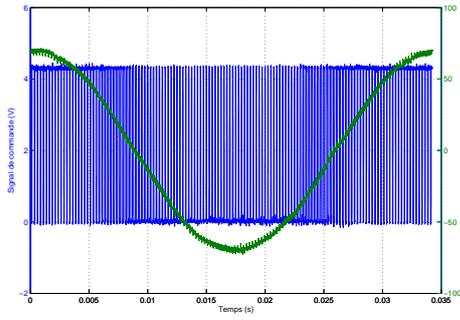
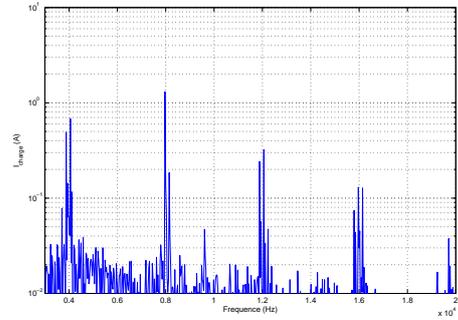
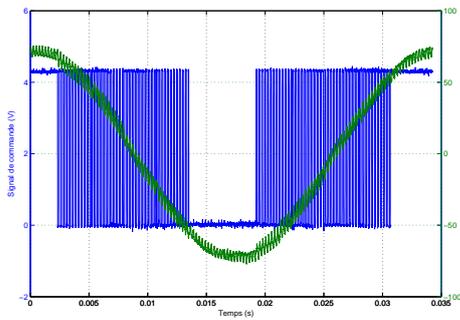
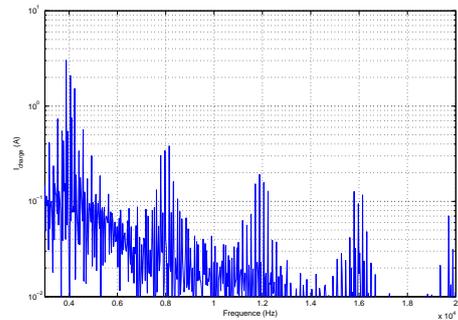
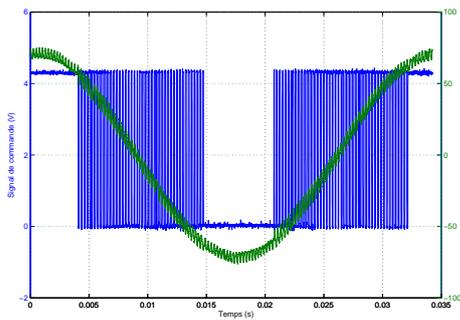
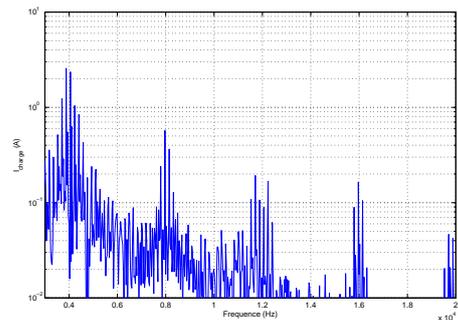
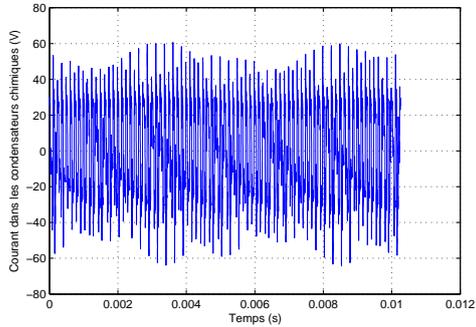
(a) *SVPWM, temporel*(b) *SVPWM, spectre du courant de charge*(c) *Ext-DCPWM, temporel*(d) *Ext-DCPWM, spectre du courant de charge*(e) *Uni-DCPWM, temporel*(f) *Uni-DCPWM, spectre du courant de charge*

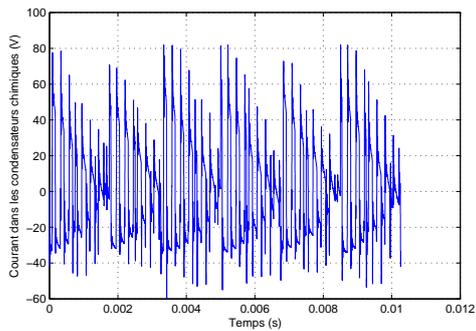
Figure 5.14 – Courant de charge et le signal de commande pour le point de fonctionnement 1



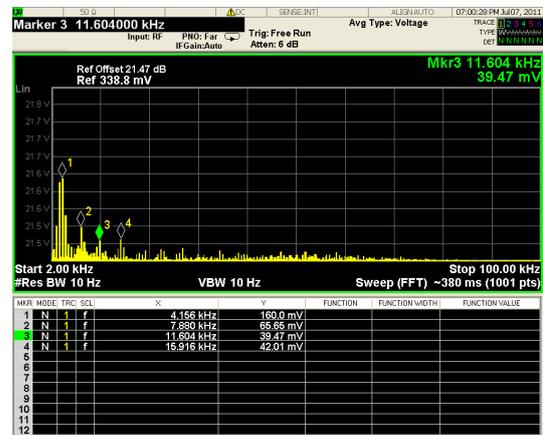
(a) SVPWM



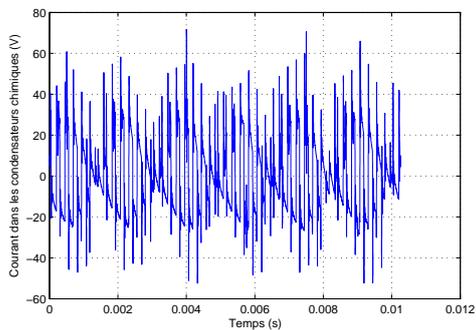
(b) SVPWM, spectre de courant dans les condensateurs



(c) Ext-DCPWM



(d) Ext-DCPWM, spectre de courant dans les condensateurs

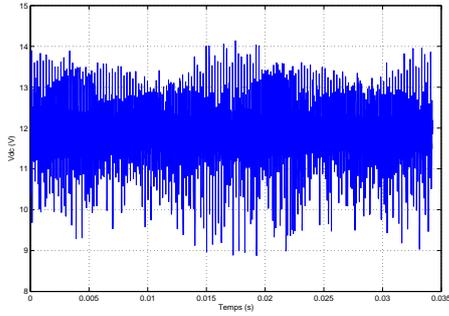
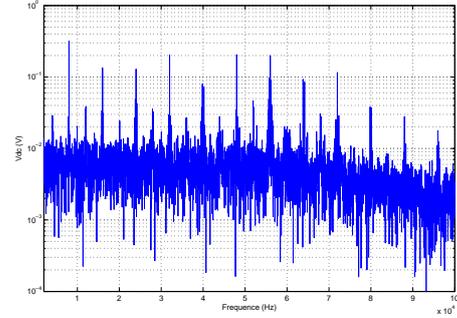
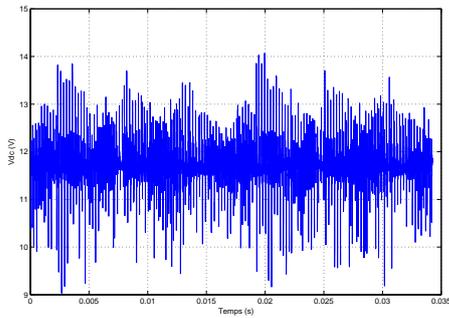
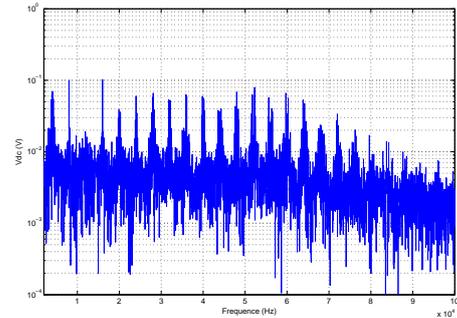
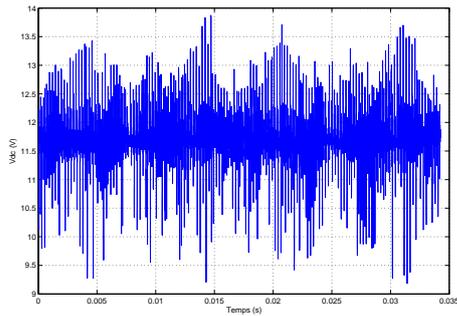
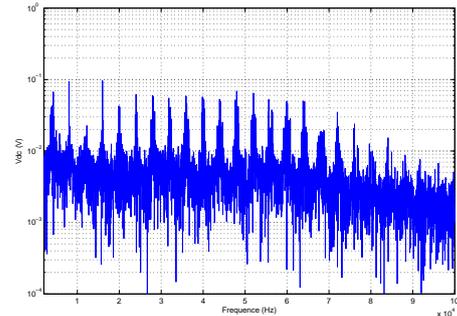


(e) Uni-DCPWM



(f) Uni-DCPWM, spectre du courant dans les condensateurs

Figure 5.15 – Courant dans les condensateurs de découplage sur une période fondamentale pour le point de fonctionnement 2

(a) *SVPWM, v_{dc} en temporel*(b) *SVPWM, spectre de v_{dc}* (c) *Ext-DCPWM, v_{dc} en temporel*(d) *Ext-DCPWM, spectre de v_{dc}* (e) *Uni-DCPWM, v_{dc} en temporel*(f) *Uni-DCPWM, spectre de v_{dc}* **Figure 5.16** – Ondulation de la tension du bus continu pour le point de fonctionnement 2

Au niveau de la qualité du courant de charge, les deux stratégies à double porteuse sont toujours moins performantes que la stratégie SVPWM comme attendu. Il peut être remarqué à partir des figures 5.14 et 5.17 qu'il y a une discontinuité dans le signal de commande des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM. Ces deux stratégies sont donc de type DPWM : ce qui permet également de réduire les pertes par commutation. La période de blocage de la stratégie Uni-DCPWM se trouve aux extréma du courant de charge dans les deux points de fonctionnement, ses pertes par commutation sont donc minimales.

En terme de temps de calcul, puisque l'algorithme de la stratégie Ext-DCPWM contient plus de comparaisons par rapport à l'algorithme de SVPWM et Uni-DCPWM, son temps de calcul est plus long : $12.5\mu s$, soit 25% plus long que pour la SVPWM. Cependant il est possible, avec cette stratégie, de commander un onduleur triphasé à une fréquence de découpage maximale de 80kHz. Bien évidemment cette limite théorique suppose que l'élaboration des rapports cycliques ne requière aucun calcul : ce qui est loin d'être le cas pour une commande de machine.

Le temps de calcul de la stratégie Uni-DCPWM est légèrement plus long que la stratégie SVPWM mais le sur-coût est minime (+3%).

Maintenant, nous allons présenter les résultats de synthèse d'expérimentation des trois stratégies en fonction de m (quatre valeurs 0.5 0.6 0.7 et 0.9) pour deux valeurs de φ . Ces résultats sont traités "hors ligne" avec Matlab, et calculés sur une période fondamentale.

Les figures 5.18, 5.19 et 5.20 montrent la valeur efficace dans les condensateurs de découplage, la valeur efficace de l'ondulation de la tension du bus continu et le taux de distorsion harmonique du courant de charge respectivement pour trois stratégies : SVPWM, Ext-DCPWM et Uni-DCPWM pour quatre valeurs de m pour le cas $\varphi = 14^\circ$. Comme prévu, les deux stratégies à double porteuse sont plus performantes que la stratégie SVPWM en terme de courant efficace dans les condensateurs de découplage et d'ondulation de la tension du bus continu. On remarque que les courbes pour les deux stratégies à double porteuse sont proches (identiques pour les faibles valeurs de m). A $m = 0.7$, le gain en courant efficace dans les condensateurs de découplage de Uni-DCPWM par rapport à SVPWM est de 38%, le gain de Ext-DCPWM est de 34%. En terme de taux de distorsion harmonique du courant de charge, les stratégies à double porteuse sont moins bonnes que la SVPWM (c.f. figure 5.20).

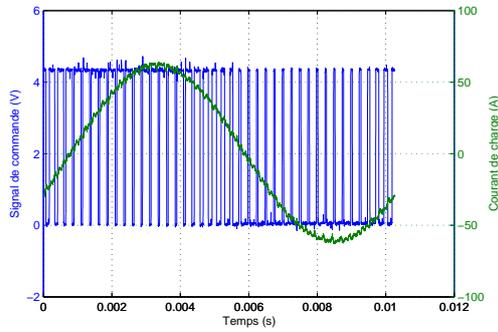
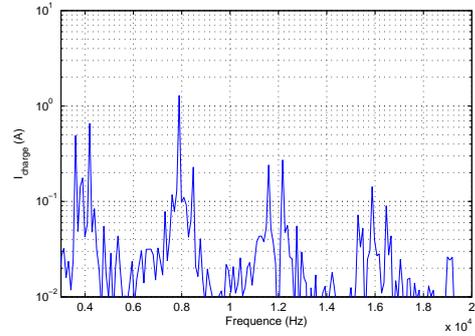
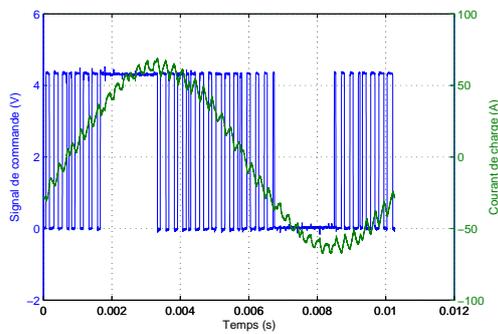
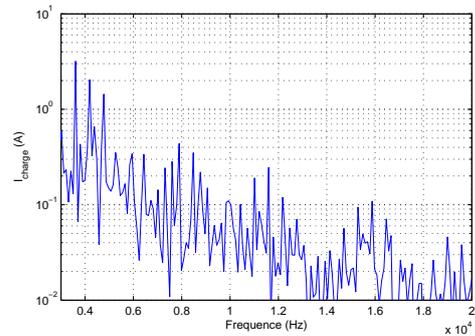
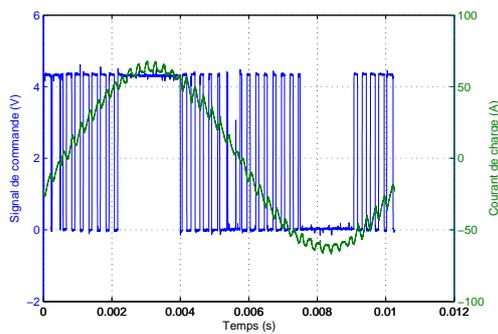
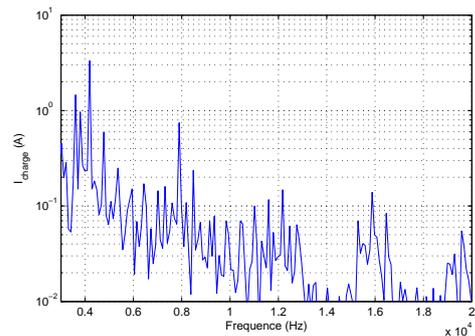
(a) *SVPWM, temporel*(b) *SVPWM, spectre du courant de charge*(c) *Ext-DCPWM, temporel*(d) *Ext-DCPWM, spectre du courant de charge*(e) *Uni-DCPWM, temporel*(f) *Uni-DCPWM, spectre du courant de charge*

Figure 5.17 – Courant de charge et le signal de commande pour le point de fonctionnement 2

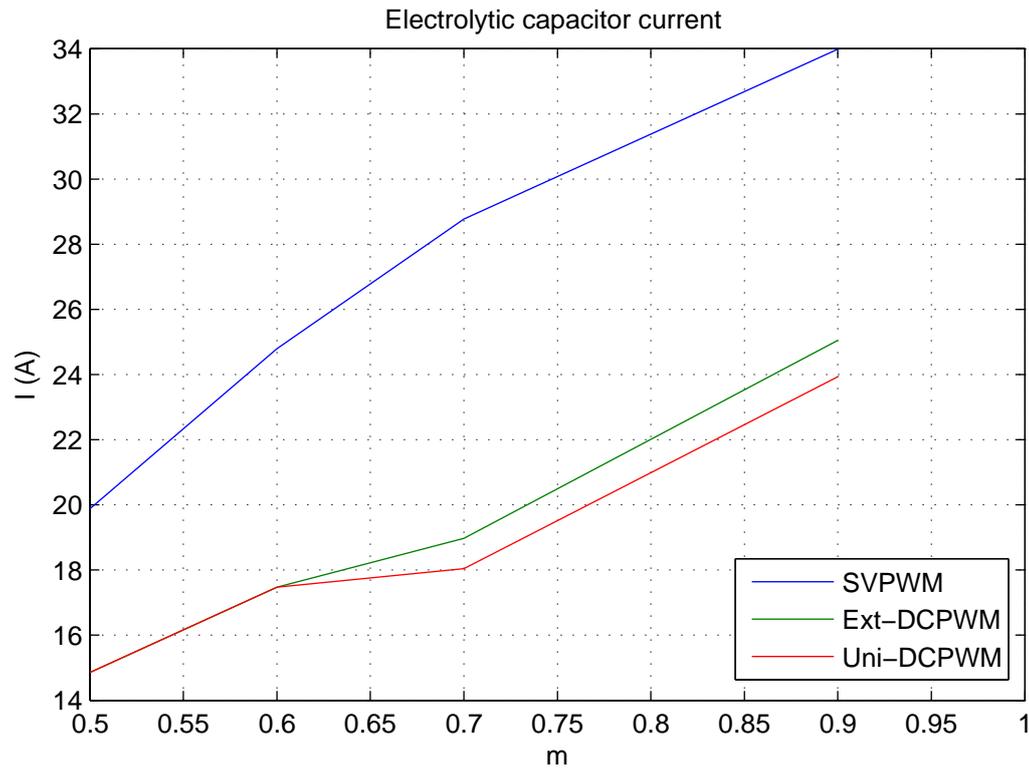


Figure 5.18 – Courant efficace dans les condensateurs de découplage en fonction de m pour $\varphi = 14^\circ$

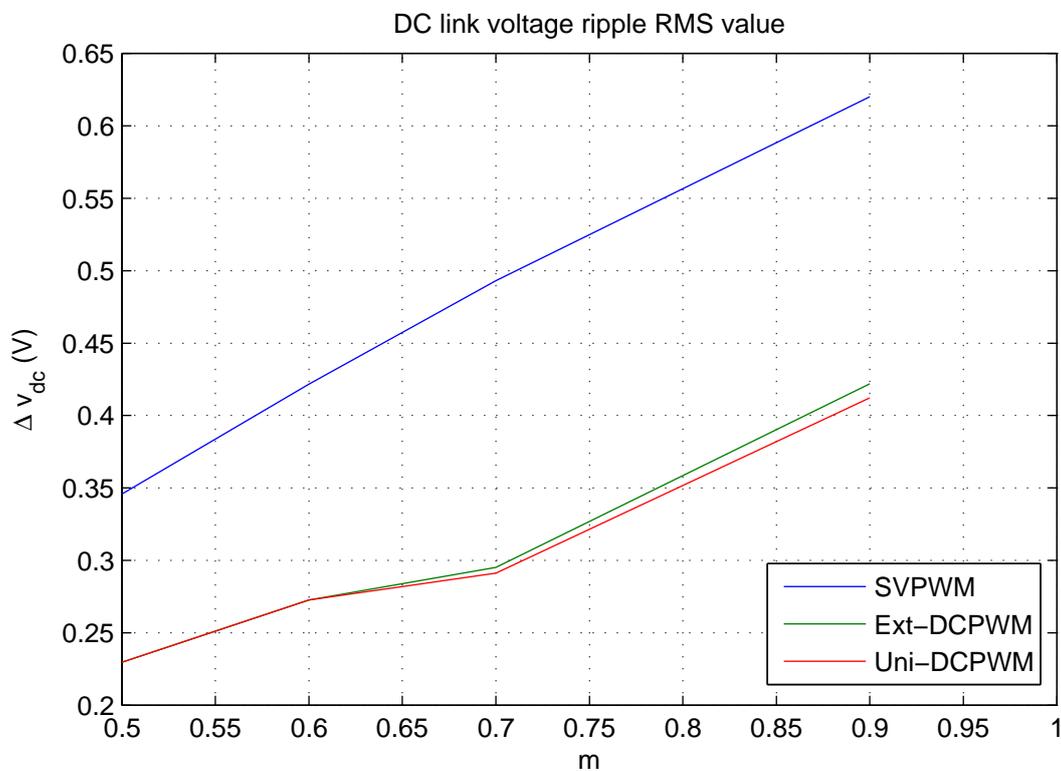


Figure 5.19 – Valeur efficace de l'ondulation de la tension du bus continu en fonction de m pour $\varphi = 14^\circ$

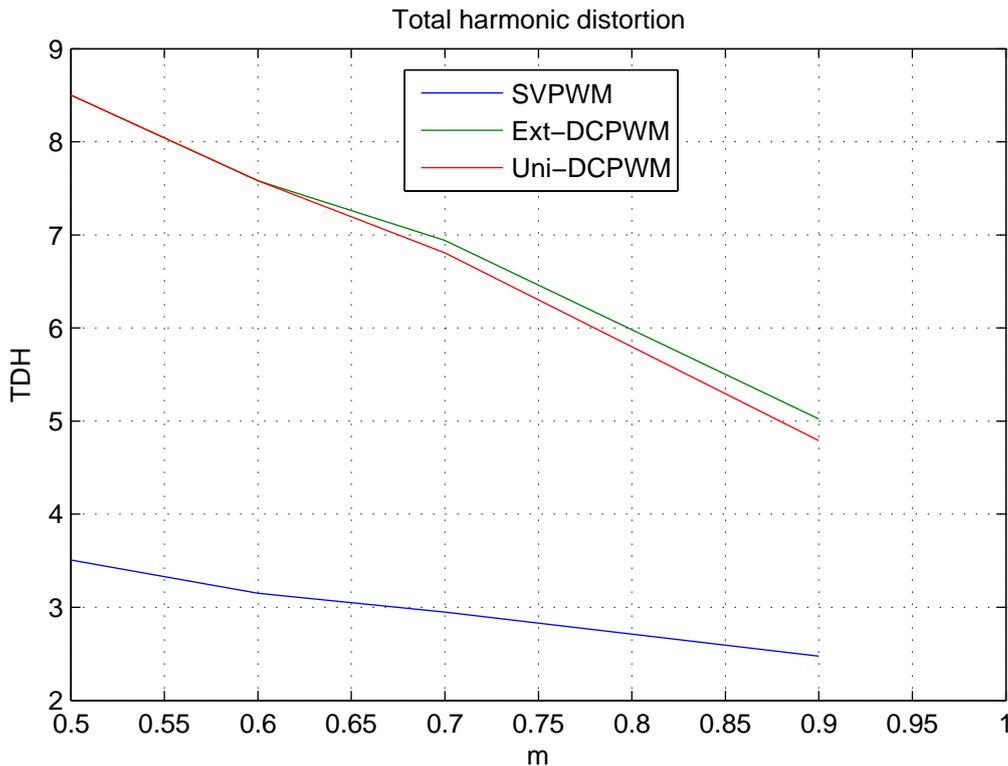


Figure 5.20 – Taux de distorsion harmonique (en %) de courant de charge en fonction de m pour $\varphi = 14^\circ$

Pour une valeur de φ proche de la limite du fonctionnement d'une machine synchrone, les résultats expérimentaux sont, une fois encore, en accord avec les études théoriques. Les figures 5.21, 5.22 et 5.23 présentent les résultats de synthèse traités hors ligne avec Matlab sur une période fondamentale pour trois stratégies en terme de courant dans les condensateurs (figure 5.21), de niveau d'ondulation de la tension du bus continu (figure 5.22) et de qualité du courant de charge (figure 5.23). Pour les faibles valeurs de m , les deux stratégies à double porteuse donnent les mêmes courbes.

On peut constater que la stratégie Uni-DCPWM garde encore son avantage par rapport à la stratégie SVPWM pour le courant dans les condensateurs et l'ondulation du bus continu. Pour la stratégie Ext-DCPWM, la valeur efficace de courant dans les condensateurs pour les grandes valeurs de m ($m \geq 0.66$) est plus grande que pour la stratégie SVPWM ; cependant elle garde encore son avantage au niveau de l'ondulation de la tension du bus continu par rapport à celle-ci (ceci étant dû à une distribution spectrale plus avantageuse du courant).

En terme de qualité de courant de charge, les deux stratégies à double porteuse sont moins bonnes que la stratégie SVPWM comme prévu dans les études analytiques (à même fréquence de découpage).

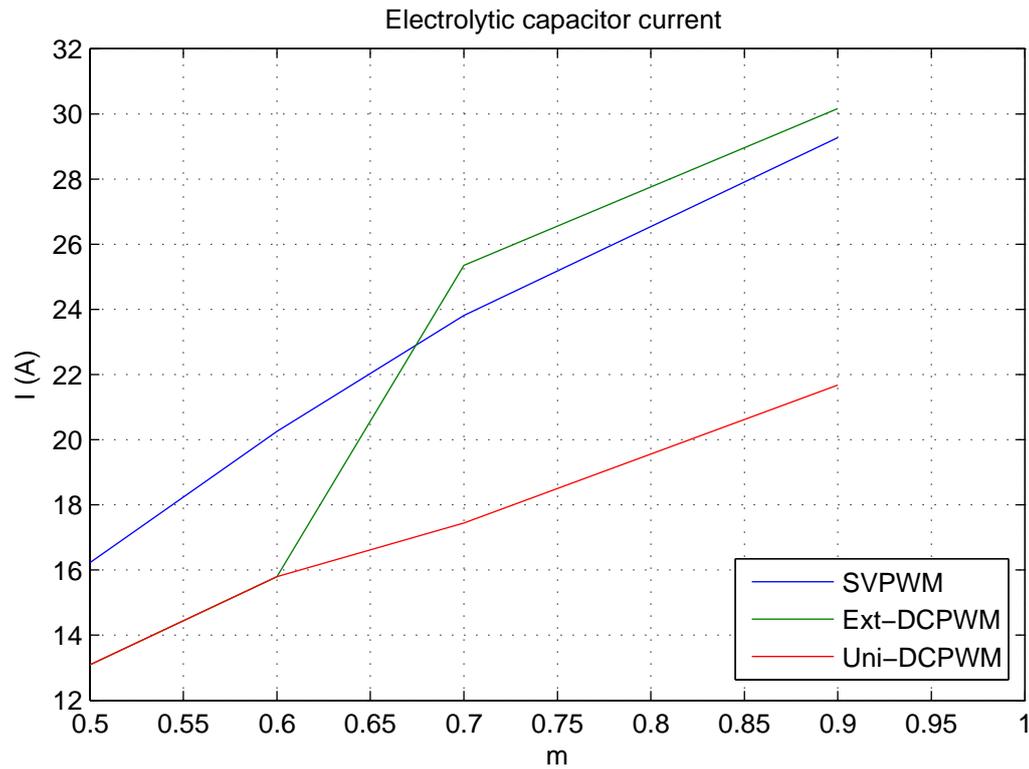


Figure 5.21 – Courant efficace dans les condensateurs de découplage en fonction de m pour $\varphi = 40^\circ$

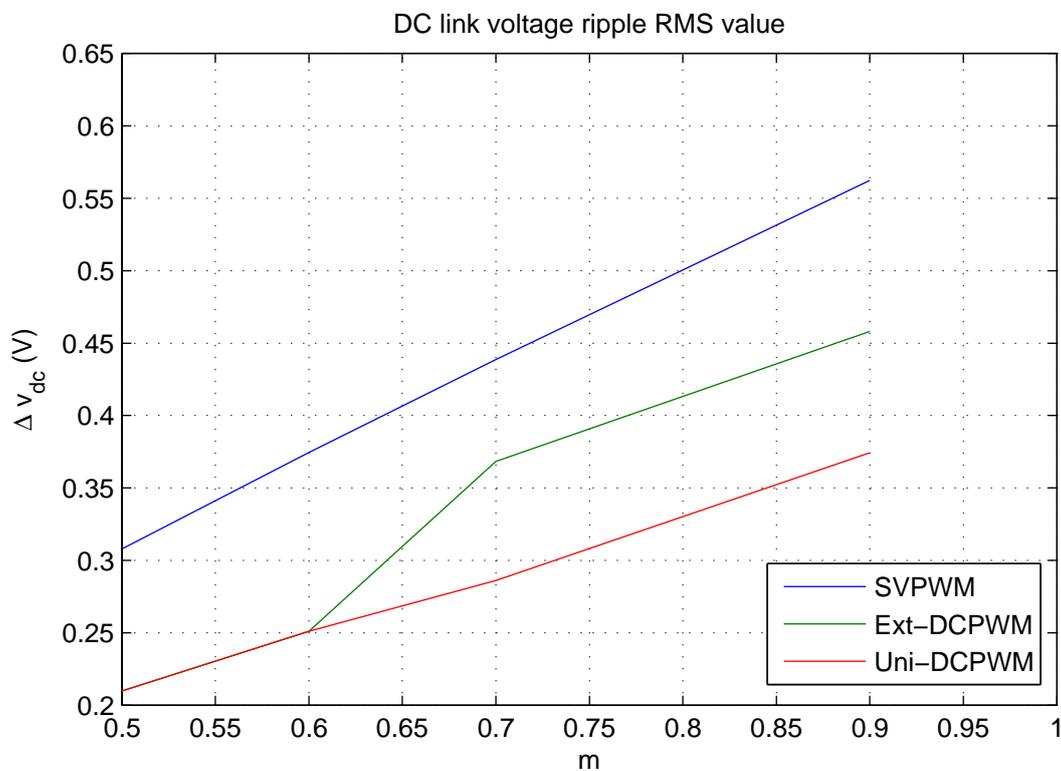


Figure 5.22 – Valeur efficace de l'ondulation de la tension du bus continu en fonction de m pour $\varphi = 40^\circ$

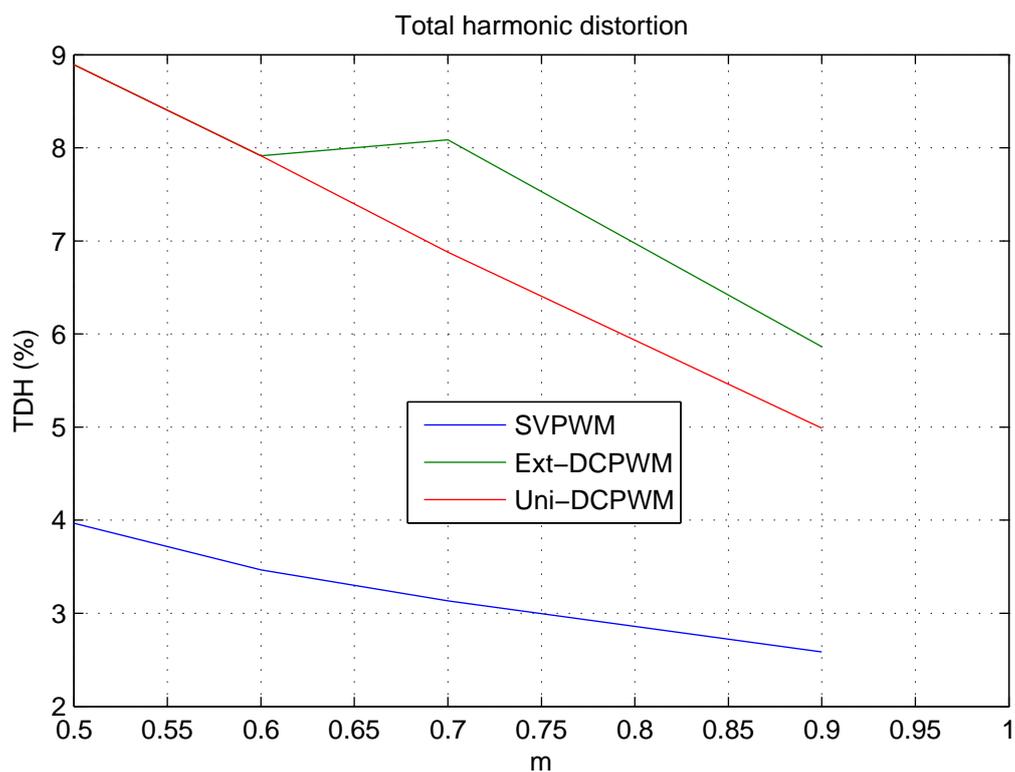


Figure 5.23 – Taux de distorsion harmonique (en %) de courant de charge en fonction de m pour $\varphi = 40^\circ$

Conclusions

Dans ce chapitre nous avons présenté les résultats expérimentaux des stratégies Ext-DCPWM et Uni-DCPWM sur un banc de test représentatif d'une application automobile basse tension/ fort courant. Ces résultats confirment les études théoriques en terme de courant dans les condensateurs de découplage, en terme d'ondulation de la tension du bus continu, et en terme de qualité de courant de charge. Les pertes par commutation n'ont pas été mesurées, cependant, la discontinuité de forme d'onde du signal de commande permettent de conclure que les stratégies à double porteuse réduisent les pertes par commutations par rapport à la stratégie SVPWM.

Ainsi, les résultats expérimentaux permettent de tirer une conclusion : la stratégie Ext-DCPWM n'est qu'un cas particulier de la stratégie Uni-DCPWM et par conséquent, cette dernière doit être privilégiée car elle s'avère moins coûteuse que la Ext-DCPWM en temps de calcul et égale ou supérieure pour l'amélioration des résultats sur le bus continu.

Conclusions et Perspectives

Les travaux présentés s'inscrivent dans l'optimisation de la commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux en environnement embarqué. Les objectifs principaux sont d'augmenter la fiabilité, la durée de vie, la compacité, le rendement et de réduire les perturbations conduites de l'onduleur en agissant seulement sur la commande. Ces objectifs sont traduits par une diminution de stress électrique dans les condensateurs de découplage et une diminution en moyenne de fréquence de découpage. Une fois les objectifs atteints, il est possible de réduire le volume des condensateurs de découplage et le volume des dispositifs de refroidissement de l'onduleur.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté les notions préliminaires sur la structure et la commande d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Les grandeurs de base comme l'indice de modulation γ ont été introduites. Les degrés de liberté des stratégies MLI comme l'ajout d'une composante homopolaire ou la forme de la porteuse ont été également décrits.

Dans le deuxième chapitre, une analyse bibliographique a été menée. Cette analyse permet d'avoir une vue globale des stratégies MLI existantes comme les stratégies discontinues DPWM, les stratégies d'injection d'harmonique trois et la stratégie MLI de référence, la SVPWM. Ces stratégies sont classées dans la famille APWM qui utilisent deux vecteurs actifs adjacents à chaque période de découpage. Ensuite, la stratégie à double porteuse, un point de départ important pour le chapitre 4, a été présentée.

Le chapitre 3 présente les outils analytiques pour l'évaluation des stratégies MLI en terme de courant efficace dans les condensateurs de découplage, en terme de pertes par commutations, en terme de qualité de courant de charge. Ces méthodes représentent un point de départ important pour le raisonnement et l'élaboration de nouvelles stratégies MLI répondant aux objectifs de la thèse. Il a été démontré que toutes les stratégies MLI de la famille APWM conduisent à la même valeur efficace du courant circulant dans les condensateurs de découplage. De cette constatation, le principe des nouvelles stratégies proposées dans le chapitre 4 a été élaboré.

Le quatrième chapitre présente le raisonnement d'une extension de la stratégie double porteuse dans la zone de faible amplitude de tension, la stratégie double porteuse

étendue Ext-DCPWM. Ce raisonnement s'avère être applicable pour toute amplitude de tension, d'où la proposition d'une nouvelle stratégie double porteuse, la stratégie double porteuse unifiée Uni-DCPWM. Les études analytiques et les simulations sur un banc de test totalement caractérisé montrent que les deux stratégies réduisent le courant efficace (le stress électrique) des condensateurs de découplage jusqu'à 40% par rapport à la stratégie de référence, qui est la stratégie space vector SVPWM. L'efficacité de ces stratégies est la plus marquée pour une charge à facteur de puissance unité. Pour les charges à facteur de puissance 0.8 (la limite d'une machine électrique de type synchrone comme utilisée dans l'application alerno-démarrreur de l'automobile), la stratégie Uni-DCPWM est encore plus efficace que la stratégie SVPWM alors que la stratégie Ext-DCPWM ne l'est plus. Il est donc naturel de favoriser l'utilisation de la stratégie Uni-DCPWM, surtout, cette stratégie permet une implémentation plus facile que la Ext-DCPWM. Nous avons également démontré que la stratégie Uni-DCPWM est optimale au niveau de pertes par commutation car cette stratégie est une dérivée de la stratégie DDT-GDPWM. L'inconvénient de la stratégie Uni-DCPWM (et également de Ext-DCPWM) est la dégradation de la qualité de courant de charge. Il est donc au choix de l'utilisateur d'employer une stratégie MLI ou d'autres selon ses besoins et ses critères.

Dans le chapitre 5, la simplicité de réalisation pratique des deux stratégies à double porteuse et leurs bonnes performances en théorie et en simulation nous conduisent à la mise en oeuvre pratique de ses stratégies sur la carte DSP TMS320F2812. Les relevés expérimentaux sont bien en adéquation avec les investigations théoriques et simulations en terme de courant dans les condensateurs de découplage et en terme de qualité de courant de charge. Il a été montré que les deux stratégies à double porteuse permettent également une réduction de la valeur efficace de l'ondulation de la tension du bus continu. Ce résultat est prévisible vue l'allure de l'impédance du bus continu vue par l'onduleur. La vérification du temps nécessaire pour l'exécution de l'algorithme de ces stratégies montre qu'il est tout à faire possible d'appliquer ces stratégies sur les systèmes embarqués en temps réel.

Les stratégies à double porteuse, surtout la Uni-DCPWM, permettent donc d'améliorer la performance de toute la chaîne de conversion d'énergie : moins de perturbations conduites sur le bus continu, moins de stress électrique dans les condensateurs de découplage, moins de pertes par commutations de l'onduleur. Ces stratégies permettent donc à répondre aux exigences posées pour la thèse. L'ensemble de l'amélioration des performances citées se traduit néanmoins par une dégradation de la qualité des courants de charge.

Nous avons conservé de manière systématique une approche pragmatique afin d'apporter des réponses concrètes aux problématiques industrielles. Les choix ont été faits de manière à pouvoir effectuer une implémentation sur des systèmes à faible coût. En effet, les deux stratégies à double porteuse peuvent être implémentées aisément sur une carte DSP.

Perspectives :

Un critère important dans les applications embarquées est le bruit acoustique généré lors de l'association machine-convertisseur. Les premières investigations menées au laboratoire montrent que la réduction de qualité des courants injectés dans la charge se traduit par des nuisances acoustiques lorsque la fréquence de découpage est faible. Un volet intéressant est de combiner la stratégie Uni-DCPWM avec une stratégie à étalement de spectre, *i.e.* une porteuse aléatoire en terme de forme et de fréquence de découpage, et d'étudier l'influence de cette combinaison sur la tension du bus continu et sur le comportement vibratoire de la charge.

Les études sur des stratégies prédictives peuvent également être intéressantes. Ces stratégies consistent à calculer à l'avance l'évolution des grandeurs du système grâce son modèle. Elles permettent d'optimiser en temps réel la commande de l'onduleur en fonction d'un ou plusieurs critères. Le ou les critères choisis peuvent changer d'un instant à l'autre. Par conséquent, les stratégies prédictives offrent une flexibilité au niveau de critère choisi. Une méthode de calcul semi-analytique du système est présentée à l'annexe B. Cette technique peut être utilisée pour aboutir à une stratégie MLI prédictive avec une bonne précision.

Ces voies de recherche requièrent des calculs complexes : la porteuse aléatoire nécessite la génération des nombres aléatoires en temps réel, les stratégies prédictives peuvent nécessiter un observateur/estimateur (filtre de Kalman par exemple) des paramètres du système en temps réel. Elles nécessitent donc de nouveaux outils matériels plus puissants tels que le FPGA qui offre plus de flexibilité au niveau des calculs, surtout en terme de parallélisme et puissance. L'implémentation des stratégies prédictives, qui permettent de tenir compte de l'ondulation de la tension du bus continu ainsi que du courant efficace dans les condensateurs à chaque période de découpage, est désormais possible. Il peut être intéressant d'avoir, grâce à la puissance de calcul des cartes FPGA, un processus d'optimisation à chaque début de période de découpage afin de choisir la séquence des vecteurs à appliquer de manière optimale selon le critère imposé. Les cartes FPGA ouvrent donc de nouveaux volets de recherche intéressants sur ce sujet.

Annexe A

Méthode de calcul spectral du courant entrant dans l'onduleur (courant absorbé par les condensateurs de découplage)

La méthode présentée dans la section 3.2 permet de calculer la valeur efficace de tous les harmoniques dans le courant absorbé par l'onduleur. Cependant, il est impossible de détailler la valeur de chaque composante harmonique. Bierhoff *et al.* [MB08] ont proposé une méthode de calcul d'harmonique de i_{dc} pour différentes stratégies MLI en se basant sur la décomposition de série Fourier double et sur le fameux "wall model" proposé par Black [BLA53]. La méthode proposée par Bierhoff a d'ailleurs été inspirée des travaux de Moynihan [JMM98] qui permettent de calculer les harmoniques de tensions issues de la stratégie SVPWM. Dans cette partie, nous allons présenter en détail le "wall model" et les calculs mathématiques menés pour la stratégie SPWM. Nous montrerons ensuite les résultats de calculs provenant de [MB08] pour 3 stratégies MLI différentes sur le même type de porteuse et avec 2 valeurs de φ .

Le "wall model" est une approche qui a été proposée pour les études analytiques spectrales en se basant sur la décomposition de série de Fourier double. Les figures A.1 et A.2 illustrent le principe de cette approche pour deux stratégies : la SPWM et SVPWM. Les murs sont constitués de modulantes de la stratégie MLI concernée et sont périodiques selon l'axe $x = \omega_d t$ (qui représente les périodes de découpage) et $y = \omega_f t$ (qui représente les périodes fondamentales) où ω_d et ω_f sont les pulsations de découpage et fondamentale, respectivement. Pour les études d'harmonique de courant i_{dc} , la hauteur des murs est la valeur du courant de la phase dont la contribution en terme d'harmonique sur le courant i_{dc} nous intéresse. Il faut donc faire les études pour les trois phases.

L'intersection de la droite décrite par la formule :

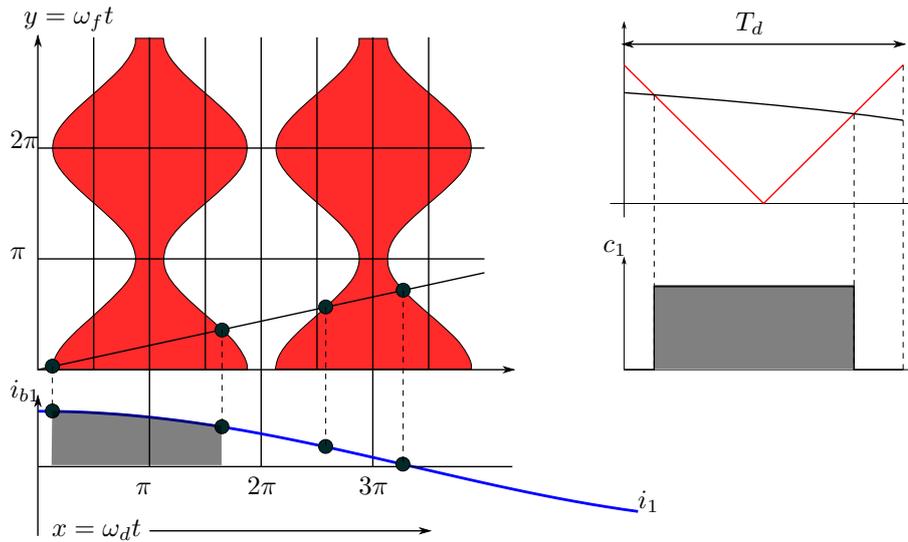


Figure A.1 – “Wall model” pour la stratégie MLI sinusoidale SPWM

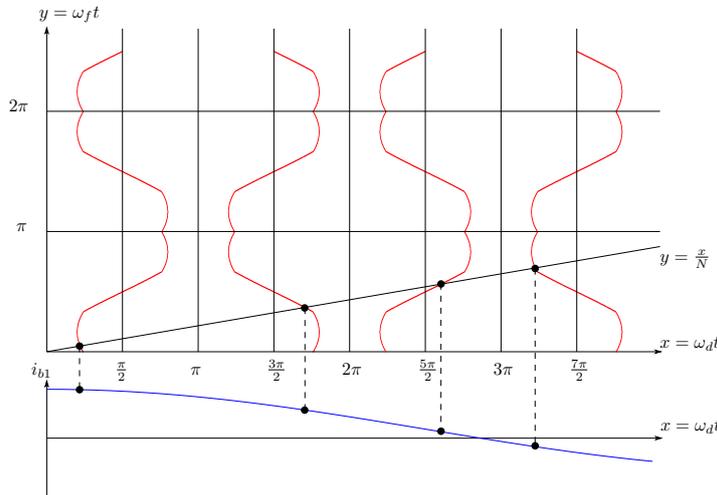


Figure A.2 – Wall model pour la stratégies vecteur d’espace (SVPWM)

$$y = \frac{\omega_f}{\omega_d} x = \frac{x}{N} \quad (\text{A.1})$$

et le bord des murs définit un point de commutation : la contribution en courant du bras de pont intéressé change de valeur de 0 à la valeur instantanée du courant de charge ou *vice versa*. Si la valeur de N est grande, la droite $y = \frac{x}{N}$ est très proche de l’horizontal, et le courant de charge est quasiment constant pendant une période de découpage. Les figures A.1 et A.2 ont pour but illustratif, ces deux particularités n’y sont pas présentées de manière fidèle à la réalité car on y trouve une variation importante du courant de charge (*i.e.* la hauteur du mur sur une période de découpage).

Si la la porteuse utilisée de de type comme présenté à la figure A.1 (*i.e.* triangle à motif centré descendant-montant), les équations du bord des murs sont :

$$\begin{aligned} x &= \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{2} \text{mod}_i(y) + 2k\pi \\ x &= \frac{3\pi}{2} + \frac{\pi}{2} \text{mod}_i(y) + 2k\pi \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

avec $k \in [-\infty, +\infty]$. Cette modélisation peut être appliquée quelque soit le type de signal de modulante et la porteuse utilisé avec quelques légères modifications.

Les murs sont périodiques sur les deux axes x et y , il est donc possible d'exprimer la contribution du courant du bras de pont intéressé au courant i_{dc} par la décomposition de série de Fourier double :

$$\begin{aligned} i_1^{dc}(x, y) &= \frac{A_{00}}{2} + \sum_{q=1}^{\infty} [A_{0q} \cos(qy) + B_{0q} \sin(qy)] \\ &+ \sum_{p=1}^{\infty} [A_{p0} \cos(px) + B_{p0} \sin(px)] \\ &+ \sum_{p=1}^{\infty} \sum_{q=\pm 1}^{\pm \infty} [A_{pq} \cos(px + qy) + B_{pq} \sin(px + qy)] \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

où les coefficients sont calculés à partir de l'intégrale double suivante :

$$C_{pq} = A_{pq} + jB_{pq} = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{b1}(x, y) \cdot e^{j(px+qy)} dx dy \quad (\text{A.4})$$

les indices p ($p \geq 0$) et q ($-\infty \leq q \leq +\infty$) sont les multiples de fréquence de découpage et de fréquence fondamentale. Pour éviter le phénomène de repliement, la valeur de q est limitée à la moitié du rapport de fréquence N .

La formule permettant de calculer les coefficients de la décomposition de série de Fourier double est compacte. Afin de pouvoir l'appliquer pour les études harmoniques de courant i_{dc} , la fonction $i_{b1}(x, y)$ doit être correctement déterminée. Avec l'exemple illustré à la figure A.1 (MLI sinusoïdale avec l'échantillonnage naturel), cette fonction est égale à la valeur du courant de charge dans l'intervalle des deux points d'intersection de la droite $y = x/N$ et les bords des murs, elle est égale à 0 en dehors de cet intervalle, nous obtenons donc :

$$i_1^{dc} = \frac{\hat{I}}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \left(\int_{\frac{\pi}{2}(1-\text{mod}_i(y))}^{\frac{\pi}{2}(3+\text{mod}_1(y))} \cos(y - \varphi) \cdot e^{j(px+qy)} dx \right) dy \quad (\text{A.5})$$

Si la porteuse utilisée est de type dent de scie (trailing edge carrier), nous avons :

$$i_1^{dc} = \frac{\hat{I}}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \left(\int_0^{\pi(1+\text{mod}_1(y))} \cos(y - \varphi) \cdot e^{j(px+qy)} dx \right) dy \quad (\text{A.6})$$

Ou encore, si la porteuse est de type triangulaire centré montant-descendant, les coefficients sont calculés par la formule suivante :

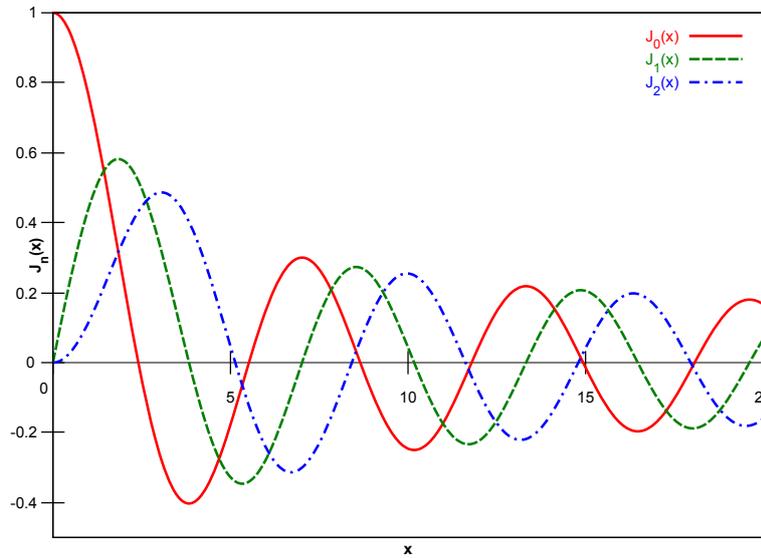


Figure A.3 – Les fonctions de Bessel de première espèce d'ordre 0, 1 et 2

$$i_1^{dc} = \frac{\hat{I}}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \left(\int_0^{\frac{\pi}{2}(1+mod_1(y))} \cos(y - \varphi) \cdot e^{j(px+qy)} dx + \int_{\frac{\pi}{2}(3-mod_1(y))}^{2\pi} \cos(y - \varphi) \cdot e^{j(px+qy)} dx \right) dy \quad (\text{A.7})$$

Les équation de la modulante dépend de la valeur de l'homopolaire ajouté aux trois consignes sinusoïdales. Donc cette méthode de calcul peut être appliqué quelque soit la stratégie MLI et quelque soit le type de porteuse utilisée en y apportant les modifications nécessaires sur les intervalles des deux intégrales A.4.

Les détails de calcul pour l'exemple montré à la figure A.1 sont :

$$mod_1 = m \cdot \cos(y) \quad (\text{A.8})$$

$$\cos(\alpha) = \frac{1}{2} \cdot (e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}) \quad (\text{A.9})$$

$$\begin{aligned} pq i_1^{dc} &= \frac{\hat{I}}{j4\pi^2 p} [e^{j(p \cdot \frac{3\pi}{2} - \varphi)} \int_0^{2\pi} e^{j(q+1)y} \cdot e^{j(p \cdot \frac{\pi}{2} \cdot m \cdot \cos(y))} dy \\ &\quad - e^{j(p \cdot \frac{\pi}{2} - \varphi)} \int_0^{2\pi} e^{j(q+1)y} \cdot e^{j(-p \cdot \frac{\pi}{2} \cdot m \cdot \cos(y))} dy \\ &\quad + e^{j(p \cdot \frac{3\pi}{2} + \varphi)} \int_0^{2\pi} e^{j(q-1)y} \cdot e^{j(p \cdot \frac{\pi}{2} \cdot m \cdot \cos(y))} dy \\ &\quad - e^{j(p \cdot \frac{\pi}{2} + \varphi)} \int_0^{2\pi} e^{j(q-1)y} \cdot e^{j(-p \cdot \frac{\pi}{2} \cdot m \cdot \cos(y))} dy] \end{aligned} \quad (\text{A.10})$$

Les fonctions de Bessel de première espèce d'ordre n sont définies par la formule suivante (c.f. figure A.3) :

$$J_n(Z) = \frac{j^{-n}}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{jZ \cos(\alpha)} e^{jn \cdot \alpha} d\alpha \quad (\text{A.11})$$

Donc :

$$\begin{aligned}
 {}^{pq}i_1^{dc} = & \frac{\hat{I} \cdot j^n}{2\pi \cdot p} [e^{j(p \cdot \frac{3\pi}{2} - \varphi)} \cdot J_{q+1}\left(p \frac{\pi}{2} \cdot m\right) \\
 & - e^{j(p \cdot \frac{\pi}{2} - \varphi)} \cdot J_{q+1}\left(-p \frac{\pi}{2} \cdot m\right) \\
 & + e^{j(p \cdot \frac{3\pi}{2} + \varphi)} \cdot J_{q-1}\left(p \frac{\pi}{2} \cdot m\right) \\
 & - e^{j(p \cdot \frac{\pi}{2} + \varphi)} \cdot J_{q-1}\left(-p \frac{\pi}{2} \cdot m\right)]
 \end{aligned} \tag{A.12}$$

avec $p = 1, 2, \dots$ et $q = -\infty \dots + \infty$

Pour $p = 0$, cette formule ne s'applique pas, il faut donc calculer la valeur de ${}^{0q}i_1^{dc}$ de l'équation A.5 :

$${}^{0q}i_1^{dc} = \frac{\hat{I}}{j2\pi^2} \int_0^{2\pi} e^{jq \cdot y} (\pi + \pi \cdot m \cdot \cos(y)) \cdot \cos(y - \varphi) dy \tag{A.13}$$

En appliquant la règle de l'Hospital, il s'avère que cette valeur s'arrête à $q = 0, 1, 2$ comme montré dans l'équation suivante :

$${}^{0q}i_1^{dc} = \begin{cases} \frac{m \cdot \hat{I}}{j \cdot 2} \cdot \cos(\varphi) & \text{pour } q = 0 \\ \frac{\hat{I}}{j \cdot 2} \cdot e^{j\varphi} & \text{pour } q = 1 \\ \frac{m \cdot \hat{I}}{j \cdot 4} \cdot e^{j\varphi} & \text{pour } q = 2 \end{cases} \tag{A.14}$$

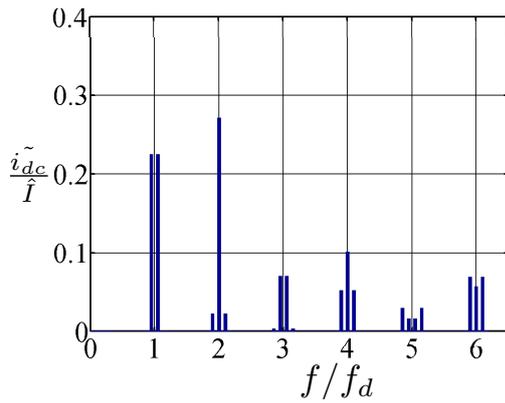
Enfin, les harmoniques de i_{dc} sont calculées par la formule suivante :

$${}^{pq}i_{dc} = {}^{pq}i_1^{dc} + {}^{pq}i_2^{dc} + {}^{pq}i_3^{dc} \tag{A.15}$$

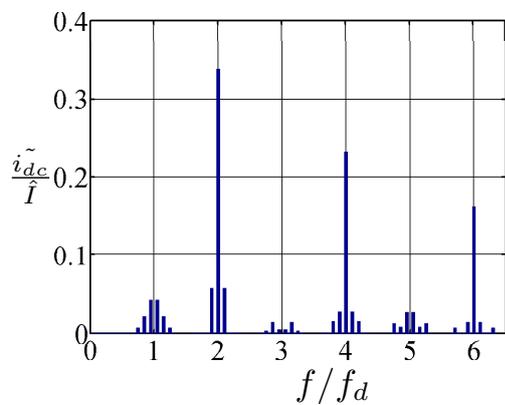
Les résultats de calcul analytique utilisant cette méthode sont présentés aux figures A.4 et A.5 pour 3 stratégies MLI différentes : la SPWM, la SVPWM et la DPWM0 [JKZ91] qui est la stratégie discontinue qui assure un minimum de pertes de commutation pour les charges à facteur de puissance unité.

On peut constater à la figure A.4 que les amplitudes des harmoniques de i_{dc} sont différentes d'une stratégie MLI à l'autre. Par exemple, autour de la fréquence de découplage, la SVPWM donne des harmoniques de faible valeur alors que la SPWM et DPWM0 donnent les harmoniques de l'amplitude bien supérieure. Par ailleurs, dans la figure A.5, on va bien que pour la stratégie DPWM0, les harmoniques sont bien plus étalées que par rapport aux 2 autres stratégies.

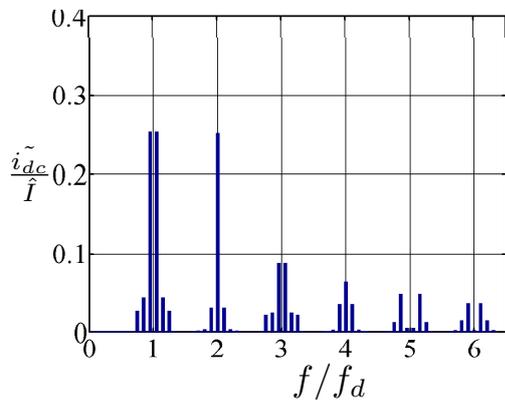
Cette méthode permettra de calculer analytiquement les harmoniques de courant i_{dc} de manière exhaustive. Elle pourra être servie pour voir si une composante harmonique est susceptible d'exciter un mode de résonance sur la tension du bus continu dans le cas de sous-dimensionnement des condensateurs de découplage. Cependant, elle nécessite des manipulations mathématiques importantes. En plus, sur les systèmes électriques embarqués, les condensateurs de découplage sont souvent sur-dimensionnés. Par consé-



(a) SPWM

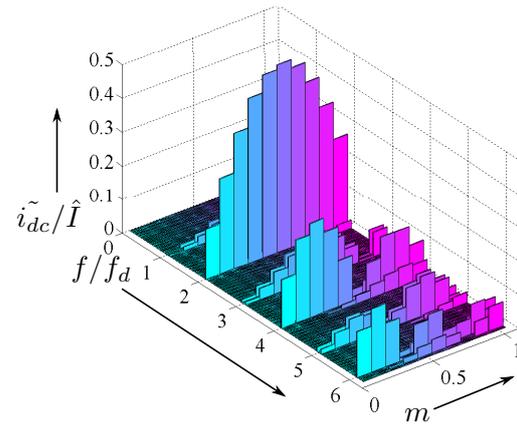


(b) SVPWM

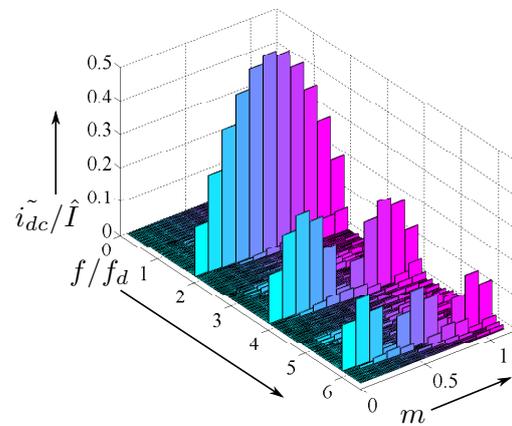


(c) DPWM0

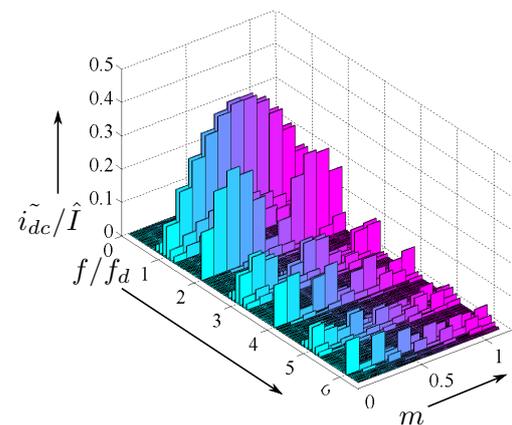
Figure A.4 – Résultats de calcul analytique des harmoniques de courant i_{dc} pour 3 stratégies MLI différentes : SPWM, SVPWM, DPWM0 ($m = 1$, $\varphi = 5^\circ$) extrait de [MB08]



(a) SPWM



(b) SVPWM



(c) DPWM0

Figure A.5 – Résultats de calcul analytique des harmoniques de courant i_{dc} pour 3 stratégies MLI différentes : SPWM, SVPWM, DPWM0 ($\varphi = 0^\circ$) extrait de [MB08]

quent, l'amplitude de chaque harmonique est moins intéressante que la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques (qui est d'ailleurs la valeur efficace du courant filtré par les condensateurs de découplage). En conséquent, cette méthode n'est pas développée dans ce mémoire.

Annexe B

Simulation semi-analytique

Cette partie présente la méthode de calcul analytique développé pour surmonter tous les problèmes de stabilité numérique des méthodes de simulation numérique. Par rapport à la méthode numérique, cette méthode montre un temps de calcul plus rapide et des résultats plus précis grâce aux formules analytiques présentées dans ce chapitre. Cette méthode peut être utilisée pour faire de la prédiction de l'évolution des différentes grandeurs du système grâce aux variables d'états. La modélisation du banc de test est validée. Les simulations ont montré que les fuites des condensateurs (G) peuvent être négligées sans que cela ait des influences sur l'ondulation de la tension du bus continu. Le banc de test simplifié est présenté à la figure B.1.

Le vecteur d'état choisi est constitué des grandeurs suivantes :

- Le courant dans le câble i_0 .
- La tension au bord de (des) condensateur(s) chimique(s) v_1 .
- La tension entrant de l'onduleur v_{dc} .
- Les courants $i_{12} = i_1 - i_2$ et $i_{23} = i_2 - i_3$ représentatifs de l'état de la charge.

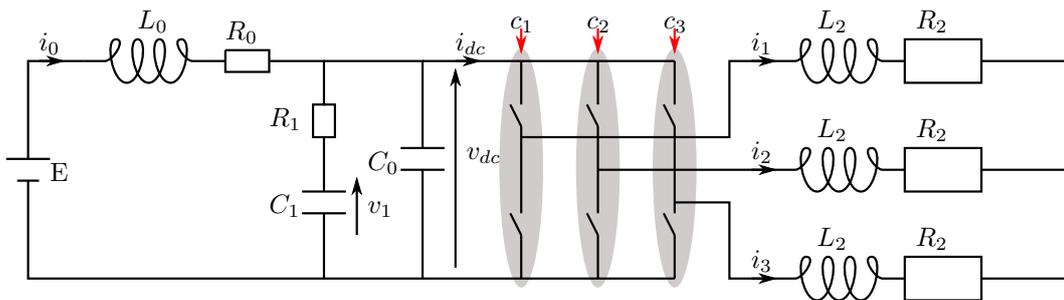


Figure B.1 – Schéma du banc de test

Donc, nous avons le vecteur d'état : $X = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_0 \\ v_1 \\ v_{dc} \\ \Delta i_{12} \\ \Delta i_{23} \end{pmatrix}$. La commande de l'onduleur

est effectué à travers le vecteur de commande $u = \begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{pmatrix}$. Rappelons que chaque fonction de connexion c_i est binaire, donc il y a 8 possibilités pour le vecteur de commande \mathbf{u} .

Le but du paragraphe suivant est d'établir une équation d'état de type :

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{K}_0$$

B.1 Mise en équations

On commence d'abord par l'équation relative au courant i_0 dans le câble :

$$E - v_{dc} = R_0 i_0 + L_0 \dot{i}_0 \quad (\text{B.1})$$

ou

$$\dot{i}_0 = \frac{-R_0}{L_0} i_0 - \frac{1}{L_0} v_{dc} + \frac{E}{L_0} \quad (\text{B.2})$$

Ensuite, l'équation relative au condensateur chimique :

$$v_{dc} - v_1 = R_1 C_1 \dot{v}_1 \quad (\text{B.3})$$

ou

$$\dot{v}_1 = -\frac{1}{R_1 C_1} v_1 + \frac{1}{R_1 C_1} v_{dc} \quad (\text{B.4})$$

Puis, le(s) condensateur(s) polypropylène(s) :

$$i_0 - \frac{v_{dc} - v_1}{R_1} - i_{dc} = C_0 \dot{v}_{dc} \quad (\text{B.5})$$

Rappelons que $i_{dc} = c_1 i_1 + c_2 i_2 + c_3 i_3$, les variables d'état choisies sont Δi_{12} et Δi_{23} , donc il faut déterminer la relation entre ces deux variables avec i_{dc} . Pour cela, nous avons :

$$\begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Delta i_{12} \\ \Delta i_{23} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.6})$$

une fois inversé, nous avons :

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta i_{12} \\ \Delta i_{23} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.7})$$

donc, l'équation B.5 peut être réécrite comme suit :

$$\dot{v}_{dc} = \frac{1}{C_0} i_0 + \frac{1}{R_1 C_0} v_1 - \frac{1}{R_1 C_0} v_{dc} - \frac{1}{3C_0} ((2c_1 - c_2 - c_3)\Delta i_{12} + (c_1 + c_2 - 2c_3)\Delta i_{23}) \quad (\text{B.8})$$

On voit bien que v_{dc} dépend du vecteur de commande $\mathbf{u} = \begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{pmatrix}$ et les courants dans la charge. Si on assume que les courants dans la charge sont sinusoïdaux sans harmonique, l'ondulation de la tension du bus continu dépend de la stratégie de modulation employée.

L'ensemble des éléments situés en entrée de l'onduleur ont été traités, maintenant on va traiter les équations à la charge :

$$v_{dc}(c_1 - c_2) = R_2 \Delta i_{12} + L_2 \Delta \dot{i}_{12} \quad (\text{B.9})$$

d'où :

$$\Delta \dot{i}_{12} = -\frac{R_2}{L_2} \Delta i_{12} + \frac{1}{L_2} v_{dc}(c_1 - c_2) \quad (\text{B.10})$$

et

$$v_{dc}(c_2 - c_3) = R_2 \Delta i_{23} + L_2 \Delta \dot{i}_{23} \quad (\text{B.11})$$

d'où :

$$\Delta \dot{i}_{23} = -\frac{R_2}{L_2} \Delta i_{23} + \frac{1}{L_2} v_{dc}(c_2 - c_3) \quad (\text{B.12})$$

Donc les équations du systèmes sont :

$$\begin{cases} \dot{i}_0 = & \frac{-R_0}{L_0}i_0 - \frac{1}{L_0}v_{dc} + \frac{E}{L_0} \\ \dot{v}_1 = & -\frac{1}{R_1C_1}v_1 + \frac{1}{R_1C_1}v_{dc} \\ \dot{v}_{dc} = & \frac{1}{C_0}i_0 + \frac{1}{R_1C_0}v_1 - \frac{1}{R_1C_0}v_{dc} - \frac{1}{3C_0}((2c_1 - c_2 - c_3)\Delta i_{12} + (c_1 + c_2 - 2c_3)\Delta i_{23}) \\ \Delta \dot{i}_{12} = & \frac{1}{L_2}v_{dc}(c_1 - c_2) - \frac{R_2}{L_2}\Delta i_{12} \\ \Delta \dot{i}_{23} = & \frac{1}{L_2}v_{dc}(c_2 - c_3) - \frac{R_2}{L_2}\Delta i_{12} \end{cases} \quad (\text{B.13})$$

De première vue, il n'est pas possible d'écrire le système sous la forme :

$$\dot{X} = AX + Bu + K_0 \quad (\text{B.14})$$

car il y a des termes non-linéaires reliant la commande u et le vecteur d'état X . On va tenter d'écrire les système sous la forme suivante :

$$\dot{X} = A.X + B(X, u) + K_0 \quad (\text{B.15})$$

où A est une matrice carrée 5x5 :

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_0}{L_0} & 0 & -\frac{1}{L_0} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_1C_1} & \frac{1}{R_1C_1} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_0} & \frac{1}{R_1C_0} & -\frac{1}{R_1C_0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_2}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_2}{L_2} \end{pmatrix} \quad (\text{B.16})$$

et

$$K_0 = \begin{pmatrix} \frac{E}{L_0} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{B.17})$$

La matrice des termes non-linéaires $B(X, u)$ est une matrice 5x1 :

$$B(X, u) = \begin{pmatrix} B_1(X, u) \\ B_2(X, u) \\ B_3(X, u) \\ B_4(X, u) \\ B_5(X, u) \end{pmatrix} \quad (\text{B.18})$$

Il est évident que $B_1(X, u) = B_2(X, u) = 0$ car il n'y a pas de terme croisé dans les

deux premières équations.

Par ailleurs, nous avons :

$$i_{dc} = \begin{pmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{pmatrix}^t \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{3} u^t \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -2 \end{pmatrix} \cdot X \quad (\text{B.19})$$

donc

$$B_3(X, u) = -\frac{1}{3C_0} u^t \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -2 \end{pmatrix} \cdot X \quad (\text{B.20})$$

De la même manière, nous avons :

$$B_4(X, u) = \frac{1}{L_2} u^t \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot X \quad (\text{B.21})$$

$$B_5(X, u) = \frac{1}{L_2} u^t \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \cdot X \quad (\text{B.22})$$

Pour ces formules ($B_1(X, u)$ et $B_2(X, u)$ comprises), nous pouvons généraliser par la relation suivante :

$$B_i(\mathbf{X}, \mathbf{u}) = \mathbf{u}^t \cdot W_i \cdot \mathbf{X} \quad (\text{B.23})$$

où W_i est une matrice 3x5 à coefficients constants.

B.2 Résolution

B.2.1 Partie analytique

On a maintenant un système complètement caractérisé qui est mathématiquement non-linéaire de par les expressions des composantes du vecteur $B(X, u)$. Toutefois, le vecteur de commande u a 8 possibilités (notées u_k pour $k \in \{0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7\}$ conduisant à 8 configurations de l'équation d'état qui devient alors purement linéaire et autonome. On peut alors l'écrire sous la forme :

$$\dot{\mathbf{X}} = A_c[k] \cdot \mathbf{X} + K_0 \quad (\text{B.24})$$

où

$$A_c[k] = A + \begin{pmatrix} \mathbf{u}_k^t \cdot W_1 \\ \mathbf{u}_k^t \cdot W_2 \\ \mathbf{u}_k^t \cdot W_3 \\ \mathbf{u}_k^t \cdot W_4 \\ \mathbf{u}_k^t \cdot W_5 \end{pmatrix} \quad (\text{B.25})$$

La solution de l'équation B.25 est la somme de 2 solutions :

- la solution homogène, notée $X_h(t)$, correspondant à l'équation différentielle sans seconde membre, i.e. $K_0 = (0, 0, 0, 0, 0)^t$.
- la solution particulière, notée $X_p(t)$, dont la forme dépend de K_0 . Dans ce cas, la solution particulière est une constante, notée X_p

Enfin, notre solution générale $X(t) = X_h(t) + X_p$ doit vérifier à une condition initiale $X(t_0) = X_0$.

Maintenant nous procédons à la résolution de l'équation B.25.

La solution particulière est une constante, donc $\dot{X}_p = 0$ d'où :

$$0 = A_c[k].X_p + K_0 \quad (\text{B.26})$$

et donc :

$$X_p = -(A_c[k])^{-1}.K_0 \quad (\text{B.27})$$

Analoguement à une solution homogène d'une équation différentielle scalaire, la solution homogène de l'équation B.25 a la forme suivante :

$$X_h(t) = e^{(t-t_0)A_c[k]}.X_{h0} \quad (\text{B.28})$$

qui comprend une exponentielle de matrice, une généralisation de l'exponentielle scalaire (réelle et complexe), dont la définition est la suivante :

$$e^M = \mathbb{I}_n + \sum_{k=1}^{\infty} \left(\frac{1}{k!} M^k \right) \quad (\text{B.29})$$

où M est une matrice carrée $n \times n$ et \mathbb{I}_n est la matrice d'identité d'ordre n .

Pour déterminer X_{h0} , on va utiliser la condition initiale, i.e. $X(t_0) = X_0$, nous avons :

$$\underbrace{e^{((t_0-t_0)A_c[k])}}_{=1}.X_{h0} + X_p = X_0 \quad (\text{B.30})$$

donc

$$X_0 = X_{h0} - A_c[k]^{-1} \cdot K_0 \quad (\text{B.31})$$

d'où

$$X_{h0} = X_0 + A_c[k]^{-1} \cdot K_0 \quad (\text{B.32})$$

Ce qui permet d'établir la solution générale du vecteur d'état X pour chaque vecteur de commande appliqué u_k :

$$X(t) = e^{((t_0-t_0)A_c[k])} \cdot (X_0 + A_c[k]^{-1} \cdot K_0) - A_c[k]^{-1} \cdot K_0 \quad (\text{B.33})$$

On constate que pour trouver la solution analytique pour X , il faut calculer l'inverse de matrice $A_c[k]$ et calculer son exponentielle. Ces deux calculs semblent très lourds. La solution est de diagonaliser la matrice $A_c[k]$ et effectuer les calculs grâce aux propriétés de l'exponentielle de matrice et de matrice diagonale. Pourtant, cette diagonalisation ne peut être réalisée de manière exacte car il consiste à déterminer les valeurs propres et vecteurs propres d'une matrice d'ordre élevé en calculant les racines d'un polynôme caractéristique qui est aussi d'ordre élevé. C'est la raison de la quantification de simulation semi-analytique du travail présenté dans cette partie.

B.2.2 Partie numérique

Dans cette partie, la diagonalisation des matrices $A_c[k]$ est présentée afin de mener bien la simulation semi-analytique du système sans se soucier de pas de simulation, comme pour une simulation numérique (par exemple sous Matlab/Simulink), qui peut provoquer les éventuels problèmes de stabilité numérique (divergence des variables d'état) en assurant une précision satisfaisante sur les résultats. Bien que cette partie peut provoquer des imprécisions du calcul, mais les outils de calcul matriciel disponibles dans les diverses bibliothèques scientifique associées aux langages de programmation couramment rencontrés (Fortran, C/C++, Java, Pylon,...) sont particulièrement fiables. Sur la base de ces outils, nous pouvons donc, pour tout $k \in 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7$ écrire :

$$A_c[k] = P_c[k]D_c[k]P_c[k]^{-1} \quad (\text{B.34})$$

où

- $D_c[k]$ est une matrice diagonale dont les éléments diagonaux sont les valeurs propres de $A_c[k]$ (que nous noterons λ_i^k pour $i \in 1, 2, 3, 4, 5$ car la matrice $A_c[k]$ est de dimension 5x5)
- $P_c[k]$ est une matrice de passage dont les colonnes sont les vecteurs propres de $A_c[k]$, notons que $P_c[k]$ doit être inversible

Par conséquent, nous pouvons écrire :

$$A_c[k]^{-1} = P_c[k]D_c[k]^{-1}P_c[k]^{-1} \quad (\text{B.35})$$

où $D_c[k]^{-1}$ est simplement la matrice diagonale constituée par les inverses des éléments diagonaux de $D_c[k]$.

Concernant l'exponentielle d'une matrice, l'une de ses propriétés nous permet d'écrire :

$$e^{(t-t_0)A_c[k]} = P_c[k].e^{(t-t_0)D_c[k]}.P_c[k]^{-1} \quad (\text{B.36})$$

où l'expression $e^{(t-t_0)D_c[k]}$ peut être calculée facilement car il s'agit d'une matrice diagonale de la forme suivante :

$$e^{(t-t_0)D_c[k]} = \begin{pmatrix} e^{(t-t_0)\lambda_1^k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{(t-t_0)\lambda_2^k} & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & e^{(t-t_0)\lambda_5^k} \end{pmatrix} \quad (\text{B.37})$$

En suivant la méthode présentée dans cette annexe, il est possible de proposer une stratégie MLI prédictive pour la régulation de la tension du bus continue.

Annexe C

Programmation du DSP TMSC320F2812

Les étapes à suivre pour la programmation par interruption (source d'interruption : timer 1 underflow) du DSP TMSC320F2812

- disable interrupts
- disable watchdog
- set SYSCLKOUT at 150MHz (register PLLCR)
- activate EVA, EVB and ADC (register PCLKCR)
- set high speed clock prescaler (for EVA, EVB and ADC) at 25MHz
- set low speed clock prescaler (for MA, SCIB, SCIA, SPIA) at ... (not used in our program)
- initialize PIECtrl (set all at 0)
- initialize PIEVectTable
- initialize GPIO (General Purpose Input Output)
 - GPAMUX=0x00FF (define PWM1-6, T1PWM and T2PWM as primary function)
 - GPBMUX=0x00FF (define PWM7-12, T3PWM and T4PWM as primary function)
 - GPGMUX=0x0000 (define SCITXDB and SCIRXDB as I/O for measuring calculating time)
 - GPGDIR=0xFFFF (define all pins in group G as output)
 - GPGCLEAR=0xFFFF (set all pins in group G at 0)
- Initialize event manager A EVA (the same for EVB if the second EVB is needed)
 - GPTCONA=0x00C5 (General Purpose Timer control register)
 - EXTCONA=0x0009 (Extension control register)
 - T1PR=value of period (Timer 1 period register buffer)
 - T1CON=0x0842 (Timer 1 Control register)
 - T1CNT=0x0000 Timer 1 counter register)
 - T2CON=0x08C3 (Timer 2 control register)

- T2CNT=0x0001 (Timer 2 counter)
- COMCONA=0x8200 (Compare control register A)
- ACTRA=0x0999 (compare action control register A)
- DBTCONA=0x0000 (dead-band control register A)
- set CMPR1, CMPR2, CMPR3
- Enable interrupts
 - ASM("AND IFR,#0") (assembler code to reset interrupt flags)
 - EVAIMRA=0x0200 (set interrupt source : Timer 1 underflow)
 - ASM("OR IER,#0x0002") (authorize interrupt 2)
 - EINT (authorize all interrupts)
 - ERTM (authorize all interrupts in real time)
- Interrupt routine : algorithm of the chosen PWM strategy.

Annexe D

Calcul de valeur efficace du flux harmonique

La méthode de calcul de la valeur efficace du module de $\vec{\Sigma}$ sur une période fondamentale est présentée dans cette partie.

Grâce à la caractéristique symétrique dans le plan $\alpha\beta$, les analyses de flux harmonique conceptuel effectués sur un secteur suffisent. En conséquence, nous allons présenter les détails de calcul pour le secteur I.

Sur une demi-période de découpage, la valeur de $\vec{\Sigma}$ s'exprime par :

$$\vec{\Sigma} = \frac{v_{dc}}{2} \times \int_0^{T_d/2} \vec{\delta}_i dt = \frac{v_{dc}}{2} \times \frac{T_d}{2} \times \int_0^{T_d/2} \vec{\delta}_i \frac{dt}{T_d/2} \quad (D.1)$$

Puisque $\vec{\delta}_i$ ne dépend pas du temps, le calcul de $\vec{\Sigma}$ sur une demi-période de découpage est une somme des intégrales par morceau.

Posons

$$\Sigma_0 = \frac{v_{dc} T_d}{2} \quad (D.2)$$

Σ_0 est exprimé en [Volt][Second] ou [Web] qui est l'unité du flux magnétique.

En faisant le changement de variable suivante :

$$y = \frac{t}{T_d/2} \quad (D.3)$$

où $0 \leq y \leq 1$ quand $0 \leq t \leq \frac{T_d}{2}$, l'équation D.1 devient :

$$\vec{\Sigma} = \Sigma_0 \times \underbrace{\int_0^1 \vec{\delta}_i dy}_{\vec{\sigma}} \quad (D.4)$$

où $\vec{\sigma}$ est le vecteur normalisé par rapport à Σ_0 du vecteur $\vec{\Sigma}$.

Pour la stratégie SVPWM, la formule du vecteur $\vec{\Sigma}$ est :

$$\vec{\Sigma} = \Sigma_0 \times \underbrace{\left[\int_0^{y_7} \vec{\delta}_7 dy + \int_{y_7}^{y_2} \vec{\delta}_7 dy + \int_{y_2}^{y_1} \vec{\delta}_7 dy + \int_{y_1}^1 \vec{\delta}_7 dy \right]}_{\vec{\sigma}} \quad (\text{D.5})$$

où $y_7 = \frac{t_7}{T_d}$, $y_2 = y_7 + \frac{t_2}{T_d}$, $y_1 = y_2 + \frac{t_1}{T_d}$ (c.f. équation 1.27).

La formule analytique de la trajectoire de $\vec{\sigma}$ est :

$$\vec{\sigma} = \begin{cases} -m \times e^{j\theta} \times y & 0 \leq y \leq y_7 \\ -\frac{4}{3} \times e^{j\frac{\pi}{3}} \times y_7 + \left(\frac{4}{3} \times e^{j\frac{\pi}{3}} - m \times e^{j\theta}\right) \times y & y_7 \leq y \leq y_2 \\ -\frac{4}{3} \times e^{j\frac{\pi}{3}} \times y_7 + \frac{4}{3} \times (e^{j\frac{\pi}{3}} - 1) \times y_2 + \left(\frac{4}{3} - m \times e^{j\theta}\right) \times y & y_2 \leq y \leq y_1 \\ -\frac{4}{3} \times e^{j\frac{\pi}{3}} \times y_7 + \frac{4}{3} \times (e^{j\frac{\pi}{3}} - 1) \times y_2 + \frac{4}{3} \times y_1 - m \times e^{j\theta} \times y & y_1 \leq y \leq 1 \end{cases} \quad (\text{D.6})$$

La valeur efficace au carré de cette grandeur vectorielle sur une demi-période de découpage est calculée par la formule suivante :

$$(\psi)^2 = \int_0^1 \|\vec{\Sigma}\|^2 dy \quad (\text{D.7})$$

On peut maintenant poser le problème de la détermination de la valeur efficace de cette grandeur sur un intervalle de temps plus large ($T_m = N.T_d$ avec $N \gg 1$) :

$$(\psi)^2 = \frac{1}{T_m} \sum_{k=0}^{N-1} \int_0^1 \|\vec{\Sigma}\|^2 dy \quad (\text{D.8})$$

On voit apparaître une somme analogue à une somme de Riemann qui est l'approximation d'une intégrale continue. Cette approximation est bonne dans le cas où le pas de discrétisation est suffisamment fin comme ici car nous avons $T_m \gg T_d$ (T_m est la période fondamentale). Par conséquent, nous avons :

$$(\psi)^2 = \frac{1}{T_m} \int_0^{T_m} \left\{ \int_0^1 \|\vec{\Sigma}\|^2 dy \right\} dt \quad (\text{D.9})$$

en faisant un changement de variable $\theta = 2\pi \frac{t}{T_m}$, et grâce à la propriété périodicité des stratégies MLI dans le plan $\alpha\beta$, le calcul sur une sixième de période fondamentale est suffisante, on obtient la formule pour calculer la valeur efficace de $\vec{\Sigma}$ sur une période fondamentale comme suit :

$$\begin{aligned}
(\psi)^2 &= \frac{1}{T_m/6} \int_0^{T_m/6} \left\{ \int_0^1 \|\vec{\Sigma}\|^2 dy \right\} dt \\
&= \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \left\{ \int_0^1 \|\vec{\Sigma}\|^2 dy \right\} d\theta \\
&= (\Sigma_0)^2 \times \underbrace{\frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} \left\{ \int_0^1 \|\vec{\sigma}\|^2 dy \right\} d\theta}_{(\psi_f)^2}
\end{aligned} \tag{D.10}$$

donc la valeur efficace de $\vec{\Sigma}$ sur une période fondamentale peut se mettre sous la forme suivante

$$\psi = \Sigma_0 \times \psi_f \tag{D.11}$$

où ψ_f est la valeur normalisée par rapport à Σ_0 de la valeur efficace de $\vec{\Sigma}$ sur une période fondamentale.

Résumons sur la formule de ψ_f , cette formule comprend 2 intégrales : l'intégrale intérieure signifie la valeur efficace du flux harmonique normalisé sur une période de découpage, quant à l'intégrale extérieure signifie la valeur efficace du flux harmonique normalisé calculé sur un sixième de période fondamentale. Cette valeur est propre à la stratégie MLI employée.

Avec la même stratégie MLI, en augmentant la fréquence de découpage, on diminue la valeur de T_d , donc la valeur de ψ diminue ; cette remarque correspond à la réalité : en augmentant la fréquence de découpage, on diminue l'amplitude des harmoniques des courants de charge. Avec la même fréquence de découpage, comparer la valeur de ψ_f de différentes stratégies MLI permet de comparer leur qualité des courants de charge. Bien évidemment, plus la valeur de ψ_f est petite, moins les courants de charge oscillent, mieux c'est.

La valeur de ψ_f pour la stratégie SVPWM est donnée par la formule suivante :

$$\psi_f(m) = \sqrt{\frac{3}{\pi} \left[\frac{\pi}{36} m^2 - \frac{2\sqrt{3}}{27} m^3 + \left(\frac{\pi}{32} - \frac{3\sqrt{3}}{128} \right) m^4 \right]} \tag{D.12}$$

Références

- [AH99] T.A. Lipo A.M. HAVA, R.J. Kerkman. Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14 :49–61, 1999.
- [AHL98] R. Kerkman A. HAVA and T. Lipo. A high performance generalized discontinuous pwm algorithm. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34 :1059–1071, 1998.
- [AV08] N. Idir P. Baudesson J.J. Franchaud A. Videt, P. Le Moigne. Motor over-voltages limitation by means of a new emi-reducing pwm strategy for three-level inverters. *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, pages 853 – 859, 2008.
- [BC11] Guillaume Gateau B. Cougo, Thierry Meynard. Parallel three-phase inverters : Optimal pwm method for flux reduction in intercell transformers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26 :pp. 2184–2191, 2011.
- [BLA53] H.S. BLACK. *Modulation theories*. New York : Van Nostrand, 1953.
- [BM85] S.R. BOWES and M. MIDOUN. Suboptimal switching strategies for microprocessor controlled pwm inverter drives. *IEE Proceedings*, 132, Pt. B, No. 5 :133–148, May 1985.
- [BOW75a] S.R. BOWES. Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power convertors. *Proceedings of IEE*, 122(5), May 1975.
- [BOW75b] S.R. BOWES. A sinusoidal pulsewidth modulated inverters. *Proceedings of IEE*, 122(11), November 1975.
- [CAP02] S. CAPITANEANU. *Optimisation de la fonction MLI d un onduleur de tension deux niveaux*. PhD thesis, Institut polytechnique de Toulouse, 2002.
- [DEP77] M. DEPENBROCK. Pulse-width control of a 3-phased inverter with non-sinusoidal phase voltages. *International Semiconductor Power Converter Conference*, 1977.

- [DZ10] G. Narayanan R. Ayyanar D. ZHAO, VSS Pavan Kumar Hari. Space-vector-based hybrid pulsewidth modulation techniques for reduced harmonic distortion and switching loss. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 25 :760–774, 2010.
- [GNA06] D. Zhao G. NARAYANAN, H.K. Krishnamurthy and R. Ayyanar. Advanced bus-clamping pwm techniques based on space vector approach. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21 :974–984, 2006.
- [GNR08] H.K. Krishnamurthy R. Ayyanar G. Narayanan, D. Zhao and V. T. Ranganathan. Space vector based hybrid pwm techniques for reduced current ripple. *IEEE transactions on Industrial Electronics*, 55, 2008.
- [GRA81] D.A. GRANT. Technique for pulse dropping in pulse-width modulated inverters. *Proceedings of IEE*, 128 :67–72, 1981.
- [han05] Application handbook, editor. *Aluminium Electrolytic Capacitors 2005/2006*. Nippon Chemi-Con., 2005.
- [HAV98] A.M. HAVA. *Carrier-based PWM-VSI drives in the overmodulation region*. PhD thesis, University of Wisconsin- Madison, 1998.
- [HVDB88] A. Nabae H.W. VAN DER BROECK, H.C. Skudelny. Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors. In *IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record*, pages 244–251, 1988.
- [JC96] J.P. HAUTIER J.P. CAMBRONNE, P. LE MOIGNE. Synthèse de la commande de l'onduleur de tension. *Journal de Physique III*, 1996.
- [JH09] Macret P. Patin N. J. HOBRAICHE, Vilain J.-P. A new pwm strategy to reduce the inverter input current ripples. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24 :172–180, 2009.
- [JK91] F. C. Zach J.W. KOLAR, H. Ertl. Minimizing the current harmonics rms value of three-phase pwm converter systems by optimal and suboptimal transition between continuous and discontinuous modulation. *Power Electronics Specialists Conference*, pages 372–381, 1991.
- [JKZ91] H. ERLT J.W. KOLAR and F.C. ZACH. Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a pwm converter system. *IEEE Trans. Industry Applications*, 27 :pp. 399–403, 1991.
- [JMM98] M.G. Egan J.F. MOYNIHAN and J.M.D MURPHY. Theoretical spectra of space vector modulated waveforms. *IEE Proc.-Electri. Power Appl.*, 145 :17–24, 1998.

- [KTI88] Y. OGINO K. TANIGUCHI and H. IRIE. Pwm technique for power mosfet inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3 :328–334, 1988.
- [KZ02] D. Wang K. ZHOU. Relationship between space-vector modulation and three phase carrier-based pwm : A comprehensive analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49 :186–196, 2002.
- [MB08] F.W. Fuchs M. BIERHOFF. Dc link harmonics of three phase voltage source converters influenced by the pulsewidth modulation strategy - an analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55 :2085–2092, May 2008.
- [MON97] E. MONMASSON. Projet pédagogique autour de la mli vectorielle. *3EI*, 8, 1997.
- [NGU09] The Dung NGUYEN. Modélisation et identification des paramètres du bus continu d'un onduleur triphasé en environnement embarqué. In *JC-GE'2009*, 2009.
- [NP10] G. FRIEDRICH N. PATIN, T.D. NGUYEN. Analyse des sollicitations sur les condensateurs de filtrage du bus continu d'onduleur pour applications embarquées en fonction de la stratégie de modulation. In *EPF*, 2010.
- [PDK96] Y. Sato P. DAHONO and T. Kataoka. Analysis and minimization of ripple components of input current and voltage of pwm inverters. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 32 :945–950, July/August 1996.
- [PEG] *PEG 225 Datasheet - Electrolytic capacitors for Automotive Applications*, www.corporate.evocrifa.com.
- [SO89] A. NABAE S. OGASAWARA, H. AKAGI. A nouvel pwm scheme of voltage source inverter based on space vector theory. In *Conference Rec. European Power Electronics*, pages 1197–1202, 1989.
- [TN11] G. FRIEDRICH T.D. NGUYEN, N. PATIN. A pwm strategy dedicated to rms current reduction in dc link capacitor of an embedded three phase inverter. In *EPE*, 2011.
- [WAI07] F. WAILAND. Future remanufacturing of combined starter-genrators & electrical machines. In *APRA 2007 Amsterdam*, Juin 2007.

