

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Ecole Nationale Polytechnique
Département de Génie Electrique



THESE DE DOCTORAT EN ELECTROTECHNIQUE

Présentée au Laboratoire de Commande des Processus

Par

BARKAT Said

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE DE L'ENP

THEME

Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes : Application à la conduite d'une machine asynchrone

Soutenue publiquement le 28 Juin 2008 devant le jury composé de :

D. BOUKHETALA	Professeur (ENP)	Président
E.M. BERKOUK	Professeur (ENP)	Rapporteur
M.S. BOUCHERIT	Professeur (ENP)	Rapporteur
M.O MAHMOUDI	Professeur (ENP)	Examineur
S. HADAD	Professeur (UMMT)	Examineur
A. TALHA	Maître de Conférences (USTHB)	Examineur
A. ZEROUG	Maître de Conférences (USTHB)	Examineur
F. BOUCHAFA	Docteur (USTHB)	Invité

Avant-propos

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été réalisés au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à Monsieur E.M. BERKOUK, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour m'avoir encadré et soutenu durant ces années de thèse. Je le remercie aussi pour son aide précieuse, les conseils et les connaissances dont il a su me faire profiter. Il m'est difficile d'exprimer en quelques mots toute l'admiration que je lui porte.

Je suis extrêmement reconnaissant à Monsieur M.S. BOUCHERIT, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour avoir accepté d'être mon co-directeur de thèse. Ses très nombreux commentaires et suggestions ont considérablement amélioré à la fois le contenu et la présentation de cette thèse. Qu'il reçoit ici le témoignage de toute ma gratitude pour ses grandes qualités humaines et pour son soutien moral.

J'ai été profondément honoré que Monsieur D. BOUKHETALA, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, a accepté la présidence de mon jury de thèse. Je tiens à le remercier vivement de la confiance qu'il place dans mes travaux.

J'exprime ma plus profonde gratitude à Monsieur M.O. MAHMOUDI, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, de m'avoir honoré en acceptant d'être examinateur.

Je remercie Monsieur S. HADAD, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, pour l'honneur qu'il ma fait en participant à l'évaluation de ce travail.

Que Monsieur A. TALHA, Maître de conférences à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, trouve ici l'expression de mes sincères remerciements pour l'intérêt qu'il a voulu porter à ce travail en acceptant de l'examiner.

J'adresse mes vifs remerciements à Monsieur H. ZEROUG, Maître de conférences à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, pour l'intérêt qu'il a manifesté à l'égard de ce travail en acceptant de faire partie du jury de cette thèse.

Je tiens également à remercier Monsieur F. BOUCHAFA, Docteur à l'Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, pour m'avoir fait l'honneur de participer dans le jury d'évaluation de mon travail.

Je voudrais remercier très chaleureusement Monsieur A. Rezzoug, Professeur à l'université Henri Poincaré et directeur du laboratoire GREEN, Monsieur L. BAGHLI, Maître de conférences à l'université Henri Poincaré et Monsieur M. DJEMAI, Maître de Conférences HDR, et Directeur Adjoint du laboratoire de l'Equipe Commande des Systèmes (ECS) de l'Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique et ses applications (ENSEA), pour leur aide inestimable durant mes stages.

Mes remerciements vont à Messieurs A. MEZACHE et K. CHAFAA, Maîtres de conférences à l'Université de M'sila. J'ai tout particulièrement apprécié nos discussions constructives qui m'ont permis de formaliser des points importants dans ce travail.

Je souhaite remercier également mes collègues de l'université de M'sila, chacun avec son nom, pour leurs encouragements incessants pour l'élaboration de ce travail.

Une pensée particulière à mes amis H. TLEMCANI, K. BENMANSOUR, S. BOULKHRACHEF et S. MERADI pour leur amitié, leur sympathie et leur soutien, ainsi que pour les bons moments que nous avons passé ensemble.

Que ceux qui se sentent oubliés, trouvent dans cette phrase ma profonde gratitude et mes remerciements pour l'aide et le soutien apporté durant ces années.

Enfin, je ne veux certainement manquer cette occasion pour remercier ma famille et surtout mes parents, ma femme et mes enfants pour le soutien moral indéfectible, la patience et le dévouement dont ils ont fait preuve.

ملخص:

هذه الأطروحة تتمحور حول دراسة و تحليل عمل المموج ذو السبع مستويات و تركيبية ذات مصمومات طافية و ذلك في حالة تغذيته لماكنة لا متزامنة. الأمر يتعلق في بدايته بوضع نموذج رياضي للمموج لكي يتسنى لنا من خلاله تبيان أهمية هذه التركيبية مقارنة مع مثيلاتها ذات المستويين. تم التركيز بعد ذلك على تحسين التحكم عن طريق حذف التوافقيات باستعمال الخوارزميات الوراثة و أسراب الجزيئات التي تبدو أكثر ملائمة من غيرها من الطرائق الكلاسيكية لتحقيق الأمثلية.

في المرحلة الموالية لهذا العمل انصب اهتمامنا على مشكلة عدم استقرار التوترات المستمرة في مدخل المموج. هذه العقبة تجد حلا لها في تنالي لمحولات تتضمن على مقومات PWM مدعومة أولا بدارات توازن لتوترات مرشح المكثفات الوسيط. التحكم في توترات الخروج لكل مقومات المدخل يتم بواسطة منظم غامض من الطراز 2. لذا فإن محولات التواتر الناتجة عن ذلك لها من المقدر على إنتاج توترات ذات نوعية توافقية عالية و عامل استطاعة واحد من جهة الشبكة الكهربائية.

المصطلحات الأساسية: ماكنة لا متزامنة، مموج متعدد المستويات ذو تركيبية ذات مصمومات طافية، حذف التوافقيات، الخوارزميات الوراثة، أسراب الجزيئات، أنظمة غامضة من الطراز 2، دارات التوازن.

Résumé:

Cette thèse est focalisée sur l'étude et l'analyse du fonctionnement de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes alimentant une machine asynchrone. Il s'agit en premier lieu d'établir un modèle mathématique de l'onduleur qui nous permet de mettre en valeur cette structure par rapport une structure conventionnelle. Nous nous sommes penchés par la suite sur l'optimisation de la commande par élimination d'harmoniques moyennant des algorithmes génétiques et essais particuliers qui s'avèrent plus adaptés à ce sujet par rapport aux méthodes classiques d'optimisation.

Ensuite, nous s'occupons du problème d'instabilité des tensions continues d'entrée de l'onduleur. Cet contrainte trouve sa solution par le biais de cascades à base de redresseurs PWM dotées ou non de circuits d'équilibrage des tensions du filtre capacitif intermédiaire. La commande des tensions de sortie des redresseurs d'entrée est réalisée à l'aide de régulateurs flous type-2. Les convertisseurs de fréquence ainsi conçus sont capables de fournir des tensions de meilleure qualité harmonique avec un facteur de puissance unitaire côté réseau.

Mots clés : Machine asynchrone, Onduleur multiniveaux à diodes flottantes, Elimination d'harmoniques, Algorithmes génétiques, Optimisation par essais particuliers, Systèmes flous type-2, Circuits d'équilibrage.

Abstract:

This thesis is focused on the study and analysis of seven-level diode-clamped inverter operation feeding an induction motor. It is initially a question of establishing a mathematical model which we allow to highlight this structure with respect to a conventional structure. Thereafter, we leant on the optimization of the harmonic elimination method by using the genetic algorithms and particle swarm optimisation, which prove more adapted on this subject compared to the classical optimization methods.

Next, we deal with the problem of instability of the input DC voltages of the inverter. This constraint finds its solution by means of cascades of input PWM rectifiers equipped or not with balancing circuits of the intermediate capacitive filter voltages. The control of the output voltages of the rectifiers is carried out using type-2 fuzzy controllers. The designed frequency converters are able to provide output voltages of better harmonic quality with a unity input power factor.

Keywords: Induction motor, Diodes-clamped multilevel inverter, Harmonics elimination, Genetic algorithms, Particle swarm optimization, Type-2 fuzzy systems, Balancing circuits.

Table des matières

Avant-propos	i
Table des matières	ii
Notations	v
Introduction générale	1
1 Modélisation de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes	4
1.1 Introduction	4
1.2 Structure de l'onduleur triphasé à sept niveaux à diodes flottantes	4
1.3 Modélisation aux valeurs instantanées de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes.....	5
1.3.1 Hypothèses	5
1.3.2 Commande complémentaire	5
1.3.3 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes	6
1.3.4 Mise en équations	7
1.4 Modélisation de la machine asynchrone	9
1.5 Stratégie de commande de l'onduleur	10
1.5.1 Commande SPWM	10
1.5.1.1 Algorithme de la stratégie	11
1.5.1.2 Résultats de simulation	12
1.5.1.3 Taux de distorsion harmonique	13
1.5.2 Commande SPWM avec injection de l'harmonique trois	14
1.5.2.1 Optimisation du taux d'injection	14
1.5.2.2 Résultats de simulation	15
1.6 Conclusion	21
2 Elimination d'harmoniques par les métaheuristiques	22
2.1 Introduction	22
2.2 Modulation par paliers	23
2.3 Modulation par élimination sélective des harmoniques	24
2.4 Formulation du problème	24
2.5 Optimisation par algorithmes génétiques	25
2.5.1 Terminologie des algorithmes génétiques	25
2.5.2 Pseudo-code d'un algorithme génétiques standard	26
2.5.3 Opérateurs de reproduction	26
2.5.3.1 Sélection	26
2.5.3.1.1 Sélection par roulette	26
2.5.3.1.2 Sélection par tournoi	27
2.5.3.1.3 Elitisme	27
2.5.3.2 Opérateurs de croisement	27
2.5.3.2.1 Croisement simple	27
2.5.3.2.2 Croisement arithmétique	27
2.5.3.2.3 Croisement heuristique	27
2.5.3.3 Opérateurs de mutation	28
2.5.3.3.1 Mutation uniforme	28
2.5.3.3.2 Mutation frontière	28
2.5.3.3.3 Mutation non-uniforme	28
2.5.3.3.4 Mutation gaussienne	29
2.5.4 Elimination d'harmoniques par GAs.....	29

2.5.5 Résultats de simulation	30
2.6 Optimisation par essaim particulaire	32
2.6.1 Principe de déplacement d'une particule	32
2.6.2 Procédure de recherche	33
2.6.3 Elimination d'harmoniques par PSO	34
2.6.4 Résultats de simulation	36
2.7 Conclusion	41
3 Commande par la logique floue type-2 des changeurs de fréquence incluant l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes	43
3.1 Introduction	43
3.2 Notations et terminologies	44
3.2.1 Ensemble flou type-2	44
3.2.2 Représentation d'une fonction d'appartenance type-2	44
3.2.3 Coupe verticale	45
3.2.4 Fonction d'appartenance secondaire	46
3.2.5 Appartenance primaire	47
3.2.6 Degré d'appartenance secondaire	47
3.2.7 Empreinte d'incertitude	47
3.2.8 Fonctions d'appartenance supérieure et inférieure	47
3.2.9 Fonction d'appartenance principale	48
3.2.10 Ensemble encastré type-2	48
3.2.11 Ensemble encastré type-1	49
3.3 Opérations sur les ensembles flous type-2	49
3.3.1 Principe d'extension	49
3.3.2 L'union des ensembles flous type-2 (opération JOIN)	49
3.3.3 L'intersection des ensembles flous type-2 (opération MEET)	50
3.3.4 Complément d'un ensemble flou type-2 (opération NEGATION)	51
3.4 Système flou type-2 général	51
3.4.1 Fuzzification	51
3.4.2 Règles	52
3.4.3 Inférence	52
3.4.4 Méthodes de réduction de type	52
3.4.4.1 Méthode du centroïde	52
3.4.4.2 Méthode du centre de la somme	54
3.4.4.3 Méthode de la hauteur	54
3.4.4.4 Méthode des centres d'ensembles	55
3.4.5 Défuzzification	55
3.4.5.1 Méthode de la moyenne des maxima	55
3.4.5.2 Méthode du centre de gravité	56
3.5 Système flou type-2 intervalle	56
3.5.1 Ensemble flou type-2 intervalle	56
3.5.2 Opérations MEET et JOIN	57
3.5.3 Inférence	57
3.5.4 Centroïde d'un ensemble flou type-2 intervalle	58
3.5.5 Défuzzification	60
3.6 Cascade de six redresseurs de courant à deux niveaux – Onduleur à sept niveaux – MAS ...	61
3.6.1 Modélisation du filtre capacitif intermédiaire	61
3.6.2 Commande des redresseurs PWM à deux niveaux	61
3.6.3 Modélisation du redresseur de courant	62
3.6.4 Contrôle par hystérésis des courants	62
3.6.5 Synthèse du régulateur flou type-2	63
3.6.6 Résultats de simulation	66
3.7 Cascade de trois redresseurs PWM en disposition cascadée – Onduleur à sept niveaux – MAS	69
3.7.1 Modélisation du filtre capacitif intermédiaire	69

3.7.2 Résultats de simulation	69
3.8 Cascade de trois redresseurs PWM en disposition série – Onduleur à sept niveaux – MAS .	71
3.8.1 Modélisation du filtre capacitif intermédiaire	71
3.8.2 Résultats de simulation	72
3.9 Cascade de trois redresseurs à trois niveaux – Onduleur à sept niveaux– MAS	73
3.9.1 Modélisation du filtre capacitif intermédiaire	74
3.9.2 Modélisation du redresseur de courant à trois niveaux	74
3.9.3 Schéma de la commande du redresseur à trois niveaux	75
3.9.4 Résultats de simulation	76
3.10 Conclusion	77
4 Circuits auxiliaires d'équilibrage du bus continu	79
4.1 Introduction	79
4.2 Cascade de trois redresseurs de courants à deux niveaux – Circuit d'équilibrage – Onduleur à sept niveaux – MAS	79
4.2.1 Circuit d'équilibrage résistif	79
4.2.1.1 Modélisation du circuit intermédiaire	80
4.2.1.2 Résultats de simulation	81
4.2.2 Circuit d'équilibrage résistif simplifié	82
4.2.2.1 Modélisation du circuit intermédiaire	83
4.2.2.2 Résultats de simulation	84
4.2.3 Circuits d'équilibrage inductifs	85
4.2.3.1 Modélisation du circuit intermédiaire	86
4.2.3.2 Résultats de simulation	87
4.2.4 Circuit d'équilibrage mixte	88
4.2.4.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire	88
4.2.4.2 Résultats de simulation	89
4.2.5 Circuit d'équilibrage mixte optimisé	92
4.2.5.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire	93
4.2.5.2 Résultats de simulation	94
4.3 Cascade de trois redresseurs de courants à trois niveaux – Circuit d'équilibrage – Onduleur à sept niveaux – MAS	98
4.3.1 Circuit d'équilibrage résistif simplifié	98
4.3.1.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire	98
4.3.1.2 Résultats de simulation	99
4.3.2 Circuits d'équilibrage mixtes	100
4.3.2.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire	100
4.3.2.2 Résultats de simulation	101
4.3.3 Circuit d'équilibrage mixte optimisé	102
4.3.3.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire	103
4.3.3.2 Résultats de simulation	104
4.4 Conclusion	105
Conclusion générale	106
Annexe A	108
Annexe B	114
Annexe C	124
Bibliographie	125

Notations

U_{ci}, U'_{ci}	: Tensions aux bornes des sources continues à l'entrée de l'onduleur.
V_{kM}	: Tension de sortie d'un bras k par rapport au point milieu M .
V_i	: Tension simple de la phase i de l'onduleur.
i_{di}, i'_{di}	: Courants continus d'entrée de l'onduleur.
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: Courants statoriques dans le repère (α, β) .
$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$: Flux rotoriques dans le repère (α, β) .
Ω_r	: Vitesse mécanique de la machine asynchrone.
ω_r	: Pulsation des tensions de référence.
V_m	: Valeur maximale des tensions de référence.
α_i	: Angles de commutation.
<i>Fitness</i>	: Valeur de la fonction d'adaptation.
<i>Fitness</i> $_p_i$: Fitness de la meilleure position personnelle du particule i .
<i>Fitness</i> $_g$: Fitness de la meilleure position de tout l'essaim.
J_x	: Appartenance primaire de x .
I_{redi}, I'_{redi}	: Courants de sortie des redresseurs de courants à deux niveaux.
U_{redi}, U'_{redi}	: Tensions de sortie des redresseurs de courant.
U_{ck}^{ref}	: Tension de référence de la tension de sortie du redresseur k .
I_{resk}^{ref}	: Courant de référence du réseau k .
u_{resik}	: Tension simple de la phase i du redresseur k .
V_{resik}	: Tension simple de la phase i du réseau k par rapport au point neutre du réseau.
i_{resik}	: Courant de ligne de la phase i du réseau k .
R	: Résistance du filtre d'entrée du redresseur.
L	: Inductance du filtre d'entrée du redresseur.
G_e, G_{de}	: Gains d'entrée du régulateur flou type-2.
G_{du}	: Gain de sortie du régulateur flou type-2.
$I_{rdi}^k, I'_{rdi}^k, I_{rd0}^k$: Courants de sortie du redresseur multiniveaux k .
R_{ci}	: Résistances du circuit d'équilibrage résistif.
R_c	: Résistance du circuit d'équilibrage résistif optimisé.
L_{ci}	: Inductances du circuit d'équilibrage mixte.
L_c	: Inductance du circuit d'équilibrage mixte optimisé.

Introduction générale

Depuis de nombreuses années nous assistons à une évolution sans cesse croissante des convertisseurs de l'électronique de puissance, grâce notamment aux énormes progrès effectués dans le domaine des semi-conducteurs. Ce développement rapide a considérablement amélioré la qualité de la vie moderne en offrant aux applications domestiques et industrielles des équipements à rendement optimum et des commandes sophistiquées.

Dans ce contexte et afin de répondre aux besoins grandissant de l'industrie, les puissances convertibles par les convertisseurs statiques sont de plus en plus élevées. Pour satisfaire cette exigence, sans affecté le rendement du convertisseur, l'augmentation de la tension est souvent privilégiée. Cependant, l'augmentation de la tenue en tension d'un composant semi-conducteur entraîne une dégradation de ses performances statiques et dynamiques. Cette contrainte a conduit à l'émergence de nouvelles structures, dites multiniveaux, basées sur l'idée de répartir la contrainte en tension sur plusieurs composants semi-conducteurs basses tensions connectés en série.

De telles structures apportent non seulement une augmentation de la puissance commutée mais également une meilleure qualité spectrale des ondes délivrées. De plus, la valeur de la tension commutée est réduite à la tension de blocage des composants de puissance. Cela, il réduit d'autant les pertes par commutation et les contraintes imposées à la charge qui subit dans les convertisseurs conventionnels une tension qui commute entre ses deux valeurs extrêmes.

Plusieurs topologies de convertisseur multiniveaux ont été proposées dans la littérature. Elles comprennent principalement dans un ordre chronologique, la structure cascadiée, la structure à diodes flottantes ainsi que la structure à cellules imbriquées et superposées [1-2]. La structure à diodes flottantes proposée pour la première fois par Nabae *et al* [3] et Bhagwat *et al* [4] a beaucoup attiré l'attention depuis son apparition. Plusieurs chercheurs ont proposé son application dans les domaines de la traction électrique, le filtrage actif et la compensation de l'énergie réactive pour ne citer que les principales [5-13].

Les efforts de la recherche contemporaine dans ce secteur ont largement contribué dans le développement des différentes stratégies de modulation. Selon que la fréquence de commutation soit élevée ou faible, il est possible de distinguer principalement deux classes de techniques de modulation. La première famille comporte les techniques de modulation de largeurs d'impulsions tels que la modulation sinusoïdale et ses variantes [14-17] et la modulation vectorielle [18-21]. Alors que, la commande vectorielle [22-23] et la technique par élimination d'harmoniques [24-25] constituent la seconde famille.

Avec la technique de modulation de largeurs d'impulsions, les harmoniques indésirables se produisent à des fréquences beaucoup plus élevées. Ainsi le filtrage est beaucoup plus facile et moins coûteux. En outre, les fréquences des harmoniques pourrait être au-dessus de la largeur de la bande passante de la charge, ce qui signifie qu'il n'y a aucune dissipation de puissance due à ces harmoniques. Cependant, les pertes par commutation augmentent au fur et à mesure que la fréquence de commutation augmente.

De ce fait, dans les applications de la grande puissance, la technique de commande par élimination d'harmoniques semble la plus adaptée pour commander les onduleurs multiniveaux. Cette stratégie peut être interprétée comme un processus de quantification dans lequel la tension sinusoïdale désirée est

rapprochée par les niveaux discrets de la tension côté continu. Typiquement, cette solution présente l'avantage de faibles pertes par commutation dans les composants de puissance ce qui augmente ainsi leur longévité du fait qu'ils commutent en faible fréquence. Dans cette technique, le problème de la commande se ramène à la résolution d'un système d'équations algébriques non linéaires exprimant l'amplitude des harmoniques en fonction des angles de commutation des composants de puissance. Toutefois, la difficulté principale de cette méthode est dans le calcul des angles de commutation. De nombreuses approches sont proposées pour les calculer. La plupart de ces travaux utilisent surtout la méthode traditionnelle de Newton-Raphson [26-29]. Cependant, la convergence de cette méthode dépend fortement des valeurs initiales adoptées. Une deuxième approche à nature analytique basée sur la théorie résultante et les polynômes symétriques a été employée pour transformer les équations harmoniques transcendantes en équations polynômes. Cette méthode a montré son efficacité, notamment, lorsqu'il s'agit de trouver des solutions multiples [30-35]. Néanmoins, elle atteint ses limites pratiques dès que le nombre d'angles de commutation augmente. Récemment, plusieurs chercheurs ont penché sur l'utilisation des algorithmes évolutionnaires pour l'optimisation de la commande par élimination d'harmoniques des onduleurs multiniveaux. Ils sont focalisés principalement sur les algorithmes génétiques [36-38]. Pour donner plus d'efficacité à ce type d'algorithmes, une méthode hybride est reportée dans [39-40].

Malheureusement, la structure à diodes flottantes souffre de l'instabilité des tensions aux bornes des condensateurs du côté continu. Pour assurer une bonne répartition de la tension sur les interrupteurs et pour avoir une bonne qualité harmonique en sortie, les tensions aux bornes des condensateurs doivent être maintenues à leurs valeurs optimales. Le déséquilibre de ces tensions mène à la défaillance des composants de puissance et à une forte déformation de la tension aux bornes de la charge. Plusieurs techniques peuvent être mises en oeuvre afin d'assurer l'équilibrage des tensions d'entrée de l'onduleur à diodes flottantes. Outre que les solutions évidentes utilisant des tensions continues isolées, on peut trouver des méthodes basées sur les techniques de modulation. Certaines de ces méthodes utilisent la modulation sinusoïdale avec injection de l'harmonique trois modifié dans les signaux de références [41-44]. La modulation par hystérésis de courant a été également proposée à son tour pour stabiliser les tensions continues à l'aide de son comparateur à bandes multiples de largeurs ajustables [45]. D'autres méthodes s'appuient sur la modulation vectorielle. Cette dernière est maintenant employée de plus en plus dans la commande des convertisseurs multiniveaux. Le concept des vecteurs tensions redondants a été appliqué pour redistribuer équitablement la charge électrique entre les condensateurs [46-54]. Toutefois, pour des niveaux élevés le nombre de vecteurs tensions augmente considérablement et ainsi la commande se trouve vite compliquée.

Le recours à des circuits auxiliaires pour l'équilibrage des tensions continues d'entrée de l'onduleur est l'une des solutions proposées dans la littérature [55-56]. D'autre part, une amélioration notable dans la stabilité du bus continu peut être réalisée quand deux convertisseurs de même niveau sont reliés dos à dos. La commande des deux convertisseurs est calculée de manière à stabiliser les tensions aux bornes des condensateurs [57-60].

Dans le même esprit, les changeurs de fréquence incluant des redresseurs de courant à modulation de largeurs d'impulsions semblent aussi une issue très intéressante [61-62]. Ces dernières années, le redresseur de courant est devenu la solution la plus attrayante pour interfacer les équipements de l'électronique de puissance au réseau électrique. Ces redresseurs peuvent fournir une faible déformation harmonique dans les courants d'entrée, un facteur de puissance côté réseau réglable, une tension de sortie continue constante et une possibilité d'un fonctionnement bidirectionnel. De nombreux auteurs ont proposé de diverses structures de commande basées sur les théories de l'automatique moderne. Les commandes proposées incluent entre autres la commande par la méthode de Lyapunov [63], la commande par retour d'état non linéaire [64-66], la commande par la méthode de passivité [67], la commande par modes glissants [68] et la commande par la logique floue [69-72].

Ces changeurs de fréquence à tensions continues équilibrées s'avèrent très promoteurs pour la conduite de la machine asynchrone. L'alimentation en multiniveaux limite le gradient de tension. Cet avantage permet de préserver la durée de vie des isolants du bobinage de la machine. En outre, la réduction du taux harmonique améliore les performances de la machine. D'autre part, ce type d'alimentation peut permettre d'éviter l'insertion d'un filtre en sortie de l'onduleur ou tout au moins une réduction de son coût et de son

volume puisque l'augmentation de la fréquence apparente de découpage permet d'augmenter la fréquence de coupure du filtre.

De nos jours, les convertisseurs multiniveaux sont également avérés une technologie prometteuse pour les applications à basses tensions. Ils sont surtout répondus dans l'industrie des véhicules électriques et hybrides. Dans cette étude, l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes à basse tension sera analysé. Il s'agit de montrer l'intérêt de ce type d'onduleur et éventuellement son utilité dans un système d'entraînement électrique.

Les travaux présentés dans cette thèse s'inscrivent dans le cadre des recherches menées par le Laboratoire de Commande des Processus (LCP) sur les convertisseurs multiniveaux et leurs applications. Ils ont comme objectifs :

- L'application des algorithmes métaheuristiques dans l'optimisation de la commande de l'onduleur à sept niveaux. Il s'agit de rendre meilleur le comportement harmonique de la tension de sortie de l'onduleur multiniveaux à l'aide des algorithmes génétiques et les essais particuliers,
- La synthèse d'une loi de commande basée sur les systèmes flous type-2 dédiée pour les changeurs de fréquence incluant l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes,
- Proposition de nouveaux circuits auxiliaires capables d'équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs à l'entrée de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes.

Dans le but d'approfondir chacun des points mentionnés ci-dessus, cette thèse est organisée en quatre chapitres. Dans les paragraphes suivants, on explique brièvement le contenu de chacun.

Le premier chapitre de ce travail sera consacré à l'établissement d'un modèle mathématique capable de refléter le comportement de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes vis-à-vis les commandes développées. En outre, il permet de montrer l'utilité de cette structure par rapport à une structure classique à deux niveaux.

La stratégie d'élimination d'harmoniques sera l'objet du deuxième chapitre. Deux méthodes évolutionnaires seront présentées et appliquées pour le calcul des angles de commutation des composants de puissance. Il s'agira de l'optimisation de la commande de l'onduleur par les algorithmes génétiques et les essais particuliers.

Dans le troisième chapitre, nous commencerons par énoncer les fondements de la logique floue type-2. En suite nous présenterons en détails les systèmes flous de types générale et intervalle. Enfin, nous décrirons la méthode de synthèse d'un régulateur flou assurant le réglage des tensions aux bornes des condensateurs dans des changeurs de fréquence à base de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes.

Le dernier chapitre sera notamment consacré à la stabilisation des tensions aux bornes des condensateurs à l'aide de circuits auxiliaires rajoutés au filtre capacitif intermédiaire. L'enjeu est de proposer des circuits d'équilibrage performants tout en réduisant le nombre de composants nécessaires à leur réalisation.

Pour finir, la dernière partie de cette thèse sera dédiée à la conclusion générale. On évaluera l'ensemble de résultats obtenus et on proposera des possibles extensions des travaux réalisés dans cette thèse.

Chapitre I

Modélisation de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes

1.1 Introduction

Le domaine de la conversion statique n'a cessé de proposer des évolutions, non seulement au niveau des composants mais aussi sur la manière de les associer. L'association des composants de puissance a suscité un grand intérêt de la communauté scientifique faisant apparaître les onduleurs multiniveaux.

Deux motivations principales sont à l'origine des onduleurs multiniveaux, à savoir d'une part l'augmentation de la puissance par le biais de la génération de tensions plus élevées, au-delà de celles compatibles avec les tensions de blocage des composants de puissance. D'autre part, on cherche à obtenir des grandeurs de sortie ayant un meilleur contenu harmonique.

Les onduleurs multiniveaux, de plus en plus utilisés dans les applications d'entraînement à vitesse variable, s'avèrent très utiles pour la commande des machines électriques. En effet, l'amélioration en termes de contenu harmonique des tensions de sortie de l'onduleur améliore considérablement les performances de la machine [73]. En outre, les formes d'onde en échelon des onduleurs multiniveaux vont réduire d'une façon notable la contrainte liée à la très haute rapidité de montée des impulsions de tension appliquées à la machine, ce qui augmente la sûreté de fonctionnement et réduit les radiations électromagnétiques [74-75].

Dans ce chapitre, nous proposons une étude de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes. Cet onduleur permet d'échelonner la tension continue sur sept niveaux différents. On aboutit ainsi à une tension de forte valeur à partir des dispositifs à semi-conducteurs à tension réduite. Nous commençons par la modélisation de l'onduleur triphasé de tension à sept niveaux à diodes flottantes. Le modèle résultant vient d'une extrapolation des études menées déjà sur l'onduleur à cinq niveaux à diodes flottantes [76-77]. Une évaluation des performances de la machine asynchrone alimentée par ce type d'onduleur sera présentée dans la dernière partie de ce chapitre. Pour mettre en évidence l'intérêt que peut présenter la topologie adoptée dans l'alimentation de la machine asynchrone, les résultats obtenus seront comparés à ceux de l'onduleur à deux niveaux.

1.2 Structure de l'onduleur triphasé à sept niveaux à diodes flottantes

La figure 1.1 représente la structure de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes. Un bras d'un tel onduleur comprend douze transistors avec leurs diodes antiparallèles. Chaque transistor est dimensionné de façon à bloquer la tension aux bornes d'une des sources du côté continu. Cette caractéristique permet l'augmentation de la tenue en tension de l'onduleur. Les diodes de liaison (clamping diodes) participent à la connexion de la borne de sortie aux niveaux intermédiaires de la tension continue d'entrée. La mise en série des diodes de liaison est indispensable pour avoir la même tension de blocage pour toutes les diodes.

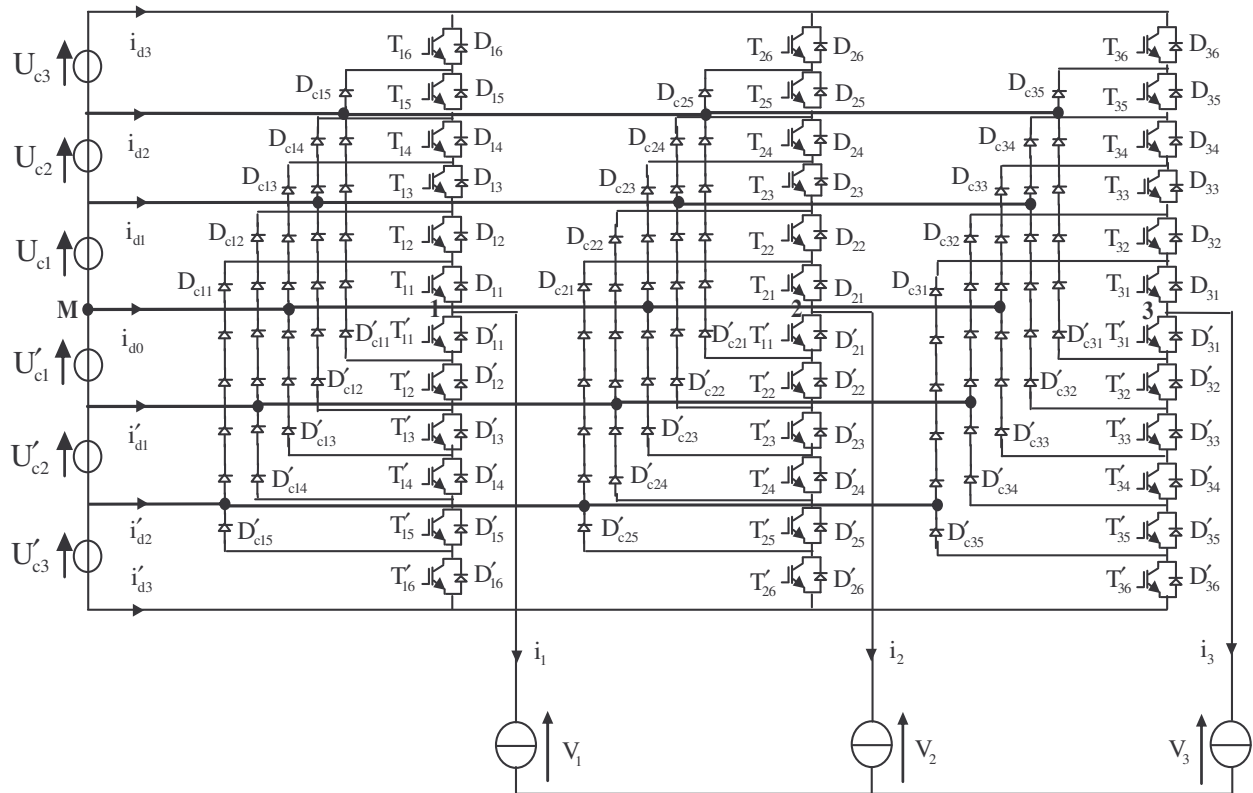


Figure 1.1 Structure de l'onduleur triphasé à sept niveaux à diodes flottantes

1.3 Modélisation aux valeurs instantanées de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes

La modélisation permet d'étudier l'évolution des différentes grandeurs régissant le fonctionnement de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes tout en considérant les commutations des interrupteurs.

1.3.1 Hypothèses

Afin de simplifier l'étude, les hypothèses retenues pour la mise en équations sont les suivantes :

- chaque paire transistor-diode est représentée par un interrupteur bidirectionnel,
- les interrupteurs sont idéalisés (tension de saturation, courant de fuite et temps de commutation sont supposés nuls),
- les interrupteurs étant parfaits, les temps morts sont supposés nuls,
- les sources de tension sont supposées parfaites,
- les transitions entre les configurations ne dépendent que des commandes des transistors.

1.3.2 Commande complémentaire

Afin d'éviter de laisser en circuit ouvert la source de courant (ouverture de tous les interrupteurs) ou de connecter deux points de potentiels différents (fermeture de tous les interrupteurs), une commande complémentaire doit être adoptée. Si F_{ki} représente la fonction de connexion de l'interrupteur T_{ki} , définie par $F_{ki} = 1$ lorsque cet interrupteur est fermé et $F_{ki} = 0$ lorsqu'il est ouvert, la commande complémentaire retenue est caractérisée par une relation liant les fonctions de connexion des interrupteurs d'un bras k comme suit :

$$F'_{ki} = 1 - F_{k(7-i)}, \quad i = 1, \dots, 6, \quad k = 1, 2, 3 \quad (1.1)$$

Le tableau 1.1 donne les états possibles d'un bras k tout en tenant compte de la commande complémentaire choisie. L'état 1 signifie que l'interrupteur correspondant est fermé et l'état 0 qu'il est ouvert. Ce tableau montre que cette commande complémentaire permet d'exploiter les sept niveaux de tension de sortie possibles pour un bras de l'onduleur.

Tableau 1.1 Etats de l'onduleur à sept niveaux et sa tension de sortie par rapport au point milieu M

F_{k1}	F_{k2}	F_{k3}	F_{k4}	F_{k5}	F_{k6}	F'_{k1}	F'_{k2}	F'_{k3}	F'_{k4}	F'_{k5}	F'_{k6}	V_{kM}
1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	$U_{c1} + U_{c2} + U_{c3}$
1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0	0	$U_{c1} + U_{c2}$
1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	U_{c1}
1	1	1	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	$-U'_{c1}$
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	$-U'_{c1} - U'_{c2}$
0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	$-U'_{c1} - U'_{c2} - U'_{c3}$

1.3.3 Différentes configurations d'un bras de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes

La topologie de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes fournit à la sortie de chacune de ses phases une tension par rapport au point milieu M possédant sept niveaux différents. Le nombre de niveaux de tension d'un onduleur représente le nombre de potentiels différents de l'étage continu qu'il est possible d'imposer à la tension de sortie. Cependant, il est à noter que chaque niveau de tension n'est obtenu que par l'intermédiaire d'une unique configuration de cet onduleur. Les configurations possibles en conduction continue sont regroupées dans la figure 1.2.

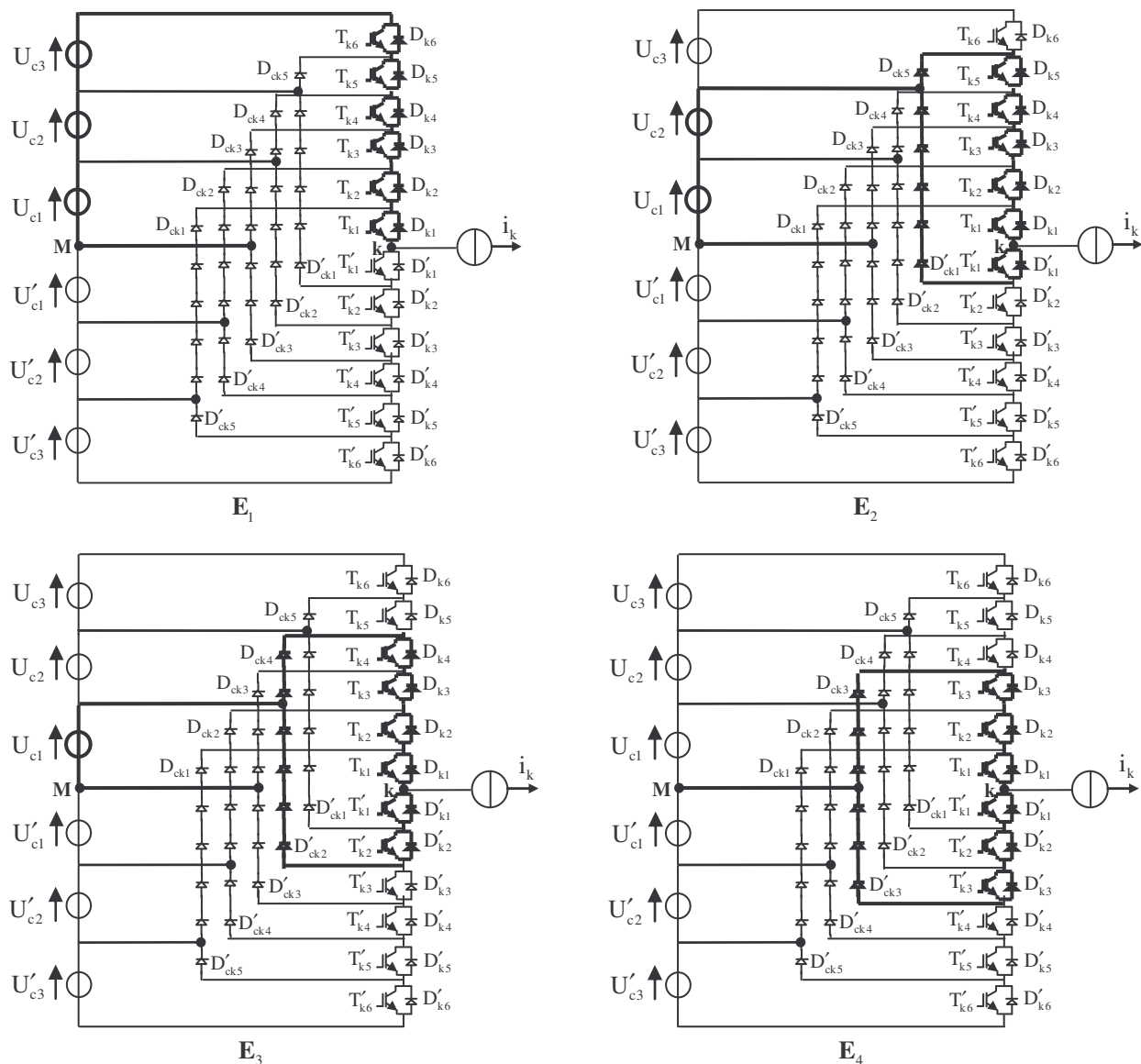


Figure 1.2 Configurations possibles d'un bras de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes

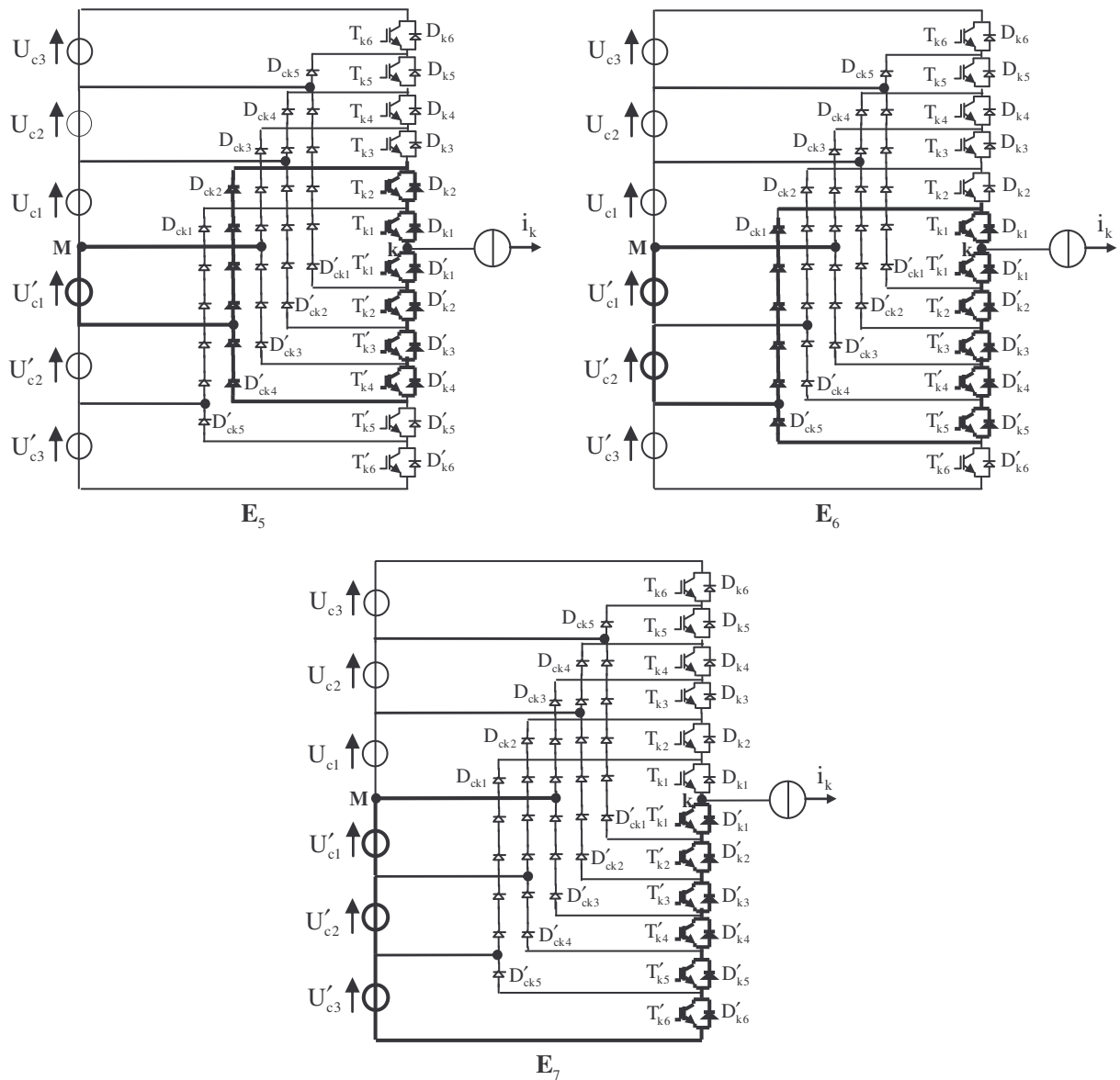


Figure 1.2 Configurations possibles d'un bras de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes (suite)

Cette description des différentes topologies de l'onduleur nous permet de constater que la tension de sortie V_{kM} donnée par le tableau 1.2 est une tension à sept niveaux.

Tableau 1.2 Tension V_{kM} relative à chaque configuration

Configuration	Tension V_{kM}
E_1	$U_{c1} + U_{c2} + U_{c3}$
E_2	$U_{c1} + U_{c2}$
E_3	U_{c1}
E_4	0
E_5	$-U'_{c1}$
E_6	$-U'_{c1} - U'_{c2}$
E_7	$-U'_{c1} - U'_{c2} - U'_{c3}$

1.3.4 Mise en équations

Admettons que l'onduleur est associé à une charge triphasée équilibrée et connectée en étoile. Le point neutre de la charge est supposé non connecter.

Le potentiel du noeud k ($k = 1, 2, 3$) de l'onduleur triphasé à sept niveaux à diodes flottantes par rapport au point milieu M est donné par l'équation suivante:

$$\begin{aligned} V_{kM} = & F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4}F_{k5}F_{k6}(U_{c1}+U_{c2}+U_{c3}) + F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4}F_{k5}(1-F_{k6})(U_{c1}+U_{c2}) \\ & + F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4}(1-F_{k5})(1-F_{k6})U_{c1} - F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4}F'_{k5}F'_{k6}(U'_{c1}+U'_{c2}+U'_{c3}) \\ & + F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4}F'_{k5}(1-F'_{k6})(U'_{c1}+U'_{c2}) + F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4}(1-F'_{k5})(1-F'_{k6})U'_{c1} \end{aligned} \quad (1.2)$$

Afin de simplifier l'équation (1.2), on définit les fonctions de connexion des demi-bras F_k^b et $F_k'^b$ associées respectivement au demi-bras du haut et du bas. Pour un bras k , F_k^b et $F_k'^b$ s'expriment à l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{aligned} F_k^b &= F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4}F_{k5}F_{k6} \\ F_k'^b &= F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4}F'_{k5}F'_{k6} \end{aligned} \quad (1.3)$$

Posons aussi:

$$\begin{aligned} F_k^{b1} &= F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4}F_{k5}(1-F_{k6}) \\ F_k'^{b1} &= F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4}F'_{k5}(1-F'_{k6}) \\ F_k^{b2} &= F_{k1}F_{k2}F_{k3}F_{k4}(1-F_{k5})(1-F_{k6}) \\ F_k'^{b2} &= F'_{k1}F'_{k2}F'_{k3}F'_{k4}(1-F'_{k5})(1-F'_{k6}) \end{aligned} \quad (1.4)$$

En introduisant (1.3) et (1.4) dans l'équation (1.2) on obtient:

$$\begin{aligned} V_{kM} = & F_k^b(U_{c1}+U_{c2}+U_{c3}) + F_k^{b1}(U_{c1}+U_{c2}) + F_k^{b2}U_{c1} \\ & - F_k'^b(U'_{c1}+U'_{c2}+U'_{c3}) - F_k'^{b1}(U'_{c1}+U'_{c2}) - F_k'^{b2}U'_{c1} \end{aligned} \quad (1.5)$$

L'équation (1.5) peut être réécrite sous la forme suivante:

$$\begin{aligned} V_{kM} = & (F_k^b + F_k^{b1} + F_k^{b2})U_{c1} + (F_k^b + F_k^{b1})U_{c2} + F_k^bU_{c3} \\ & - (F_k'^b + F_k'^{b1} + F_k'^{b2})U'_{c1} - (F_k'^b + F_k'^{b1})U'_{c2} - F_k'^bU'_{c3} \end{aligned} \quad (1.6)$$

Cette équation montre qu'un onduleur à sept niveaux est une mise en série de six onduleurs à deux niveaux.

Les tensions composées de l'onduleur à sept niveaux sont exprimées à l'aide des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit:

$$\begin{aligned} U_{12} = & V_{1M} - V_{2M} = (F_1^b - F_2^b)(U_{c1}+U_{c2}+U_{c3}) + (F_1^{b1} - F_2^{b1})(U_{c1}+U_{c2}) + (F_1^{b2} - F_2^{b2})U_{c1} \\ & - (F_1'^b - F_2'^b)(U'_{c1}+U'_{c2}+U'_{c3}) - (F_1'^{b1} - F_2'^{b1})(U'_{c1}+U'_{c2}) - (F_1'^{b2} - F_2'^{b2})U'_{c1} \\ U_{23} = & V_{2M} - V_{3M} = (F_2^b - F_3^b)(U_{c1}+U_{c2}+U_{c3}) + (F_2^{b1} - F_3^{b1})(U_{c1}+U_{c2}) + (F_2^{b2} - F_3^{b2})U_{c1} \\ & - (F_2'^b - F_3'^b)(U'_{c1}+U'_{c2}+U'_{c3}) - (F_2'^{b1} - F_3'^{b1})(U'_{c1}+U'_{c2}) - (F_2'^{b2} - F_3'^{b2})U'_{c1} \\ U_{31} = & V_{3M} - V_{1M} = (F_3^b - F_1^b)(U_{c1}+U_{c2}+U_{c3}) + (F_3^{b1} - F_1^{b1})(U_{c1}+U_{c2}) + (F_3^{b2} - F_1^{b2})U_{c1} \\ & - (F_3'^b - F_1'^b)(U'_{c1}+U'_{c2}+U'_{c3}) - (F_3'^{b1} - F_1'^{b1})(U'_{c1}+U'_{c2}) - (F_3'^{b2} - F_1'^{b2})U'_{c1} \end{aligned} \quad (1.7)$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par la relation suivante :

$$\begin{aligned}
V_1 &= \frac{1}{3}(U_{12} - U_{31}) \\
V_2 &= \frac{1}{3}(U_{23} - U_{12}) \\
V_3 &= \frac{1}{3}(U_{31} - U_{23})
\end{aligned} \tag{1.8}$$

En remplaçant (1.7) dans (1.8), il vient

$$\begin{aligned}
\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} F_1^b + F_1^{b1} + F_1^{b2} \\ F_2^b + F_2^{b1} + F_2^{b2} \\ F_3^b + F_3^{b1} + F_3^{b2} \end{pmatrix} U_{c1} + \begin{pmatrix} F_1^b + F_1^{b1} \\ F_2^b + F_2^{b1} \\ F_3^b + F_3^{b1} \end{pmatrix} U_{c2} + \begin{pmatrix} F_1^b \\ F_2^b \\ F_3^b \end{pmatrix} U_{c3} \right. \\
&\quad \left. - \begin{pmatrix} F_1'^b + F_1'^{b1} + F_1'^{b2} \\ F_2'^b + F_2'^{b1} + F_2'^{b2} \\ F_3'^b + F_3'^{b1} + F_3'^{b2} \end{pmatrix} U'_{c1} - \begin{pmatrix} F_1'^b + F_1'^{b1} \\ F_2'^b + F_2'^{b1} \\ F_3'^b + F_3'^{b1} \end{pmatrix} U'_{c2} - \begin{pmatrix} F_1'^b \\ F_2'^b \\ F_3'^b \end{pmatrix} U'_{c3} \right\}
\end{aligned} \tag{1.9}$$

Les courants d'entrée de l'onduleur i_{di} et i'_{di} pour $i=1,2,3$ s'expriment en fonction des courants de phase $i_i, i=1,2,3$ et les fonctions de connexion des demi-bras comme suit :

$$\begin{aligned}
i_{d1} &= F_1^{b2} i_1 + F_2^{b2} i_2 + F_3^{b2} i_3 \\
i_{d2} &= F_1^{b1} i_1 + F_2^{b1} i_2 + F_3^{b1} i_3 \\
i_{d3} &= F_1^b i_1 + F_2^b i_2 + F_3^b i_3 \\
i'_{d1} &= F_1'^{b2} i_1 + F_2'^{b2} i_2 + F_3'^{b2} i_3 \\
i'_{d2} &= F_1'^{b1} i_1 + F_2'^{b1} i_2 + F_3'^{b1} i_3 \\
i'_{d3} &= F_1'^b i_1 + F_2'^b i_2 + F_3'^b i_3 \\
i_{d0} &= i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} - i'_{d1} - i'_{d2} - i'_{d3}
\end{aligned} \tag{1.10}$$

1.4 Modélisation de la machine asynchrone

Lorsqu'il s'agit d'étudier le comportement de la machine asynchrone (MAS) alimentée par un onduleur multiniveaux, une étape de modélisation est indispensable. Cette modélisation s'opère sous l'hypothèse d'une machine à structure symétrique, un entrefer constant et des matériaux magnétiques non saturés. On considère également que l'alimentation triphasée est équilibrée et les composantes homopolaires sont nulles. Dans ces conditions, l'application de la transformation de Park au stator et au rotor conduit à une machine biphasée fictive. La transformation de Park retenue dans cette étude repose sur l'invariance de la puissance instantanée. Le modèle biphasé résultant est décrit par un système d'équations non linéaires quel que soit le référentiel d'étude. Ainsi, pour le cas d'un repère lié au stator, communément appelé $(\alpha\beta)$, le modèle de la machine est donné par :

$$\begin{aligned}
\frac{di_{s\alpha}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(-(R_s + R_r \frac{L_s^2}{L_r}) i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_r} P \Omega_r \phi_{r\beta} + V_{s\alpha} \right) \\
\frac{di_{s\beta}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(-(R_s + R_r \frac{L_s^2}{L_r}) i_{s\beta} - \frac{L_m}{L_r} P \Omega_r \phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_{r\beta} + V_{s\beta} \right) \\
\frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{\phi_{r\alpha}}{T_r} - P \Omega_r \phi_{r\beta} \\
\frac{d\phi_{r\beta}}{dt} &= \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + P \Omega_r \phi_{r\alpha} - \frac{\phi_{r\beta}}{T_r}
\end{aligned} \tag{1.11}$$

Où

- R_s et R_r sont respectivement les résistances des enroulements du stator et du rotor,
- L_m est l'inductance mutuelle,
- L_s et L_r représentent respectivement les inductances cycliques du stator et du rotor,
- σ est le coefficient de dispersion $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$,
- T_r est la constante de temps rotorique,
- P est le nombre de paires de pôles.

Le modèle de l'équation (1.11) est complété par l'équation (1.12) décrivant la partie mécanique :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = (C_{em} - f \Omega_r - C_r) / J \quad (1.12)$$

Où :

- C_r est le couple résistant,
- J est l'inertie totale du moteur avec la charge,
- f est le coefficient de frottement,
- C_{em} est le couple électromagnétique donné par :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (i_{s\beta} \phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \phi_{r\beta}) \quad (1.13)$$

1.5 Stratégie de commande de l'onduleur

Nous avons montré auparavant que l'onduleur à sept niveaux est équivalent à la mise en série de six onduleurs à deux niveaux. De ce fait, les stratégies de commande développées pour ces derniers peuvent être étendues facilement à l'onduleur à sept niveaux.

La qualité de la tension de sortie d'un onduleur dépend fortement de la technique de commande utilisée. De nombreuses stratégies de commande ont été proposées pour les onduleurs à niveaux multiples et la technique de modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation PWM) est l'une des techniques les plus répandues [78-80]. La PWM est une technique qui consiste à introduire des commutations à fréquence plus élevée que la fréquence fondamentale, transformant la tension de sortie en une suite de créneaux de largeurs variables.

Dans cette section nous développons uniquement la modulation triangulo-sinusoïdale à six porteuses bipolaires sans et avec injection de l'harmonique trois. Cette méthode est mentionnée dans la littérature sous le nom de SPWM (Sinusoidal PWM).

1.5.1 Commande SPWM

Les signaux de commande d'un bras de l'onduleur sont déterminés par la comparaison de six porteuses triangulaires et d'une référence sinusoïdale (figure 1.3).

Cette technique est caractérisée par deux paramètres essentiels à savoir :

- L'indice de modulation, m est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence sinusoïdale $m = f_p / f_r$,
- Le taux de modulation, r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude V_{pm} de la porteuse $r = V_m / V_{pm}$.

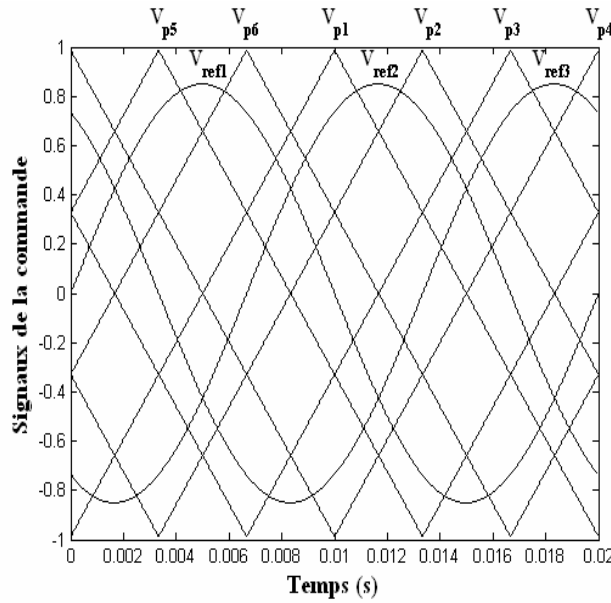


Figure 1.3 Principe de la commande SPWM

Les tensions de référence, qui permettent d'obtenir un système triphasé équilibré, sont de formes sinusoïdales :

$$V_{refk} = V_m \sin(2\pi f_r t - (k-1) \frac{2\pi}{3}), \quad k = 1, 2, 3 \quad (1.14)$$

Les équations des portuses triangulaires bipolaires V_{pi} , $i = 1, \dots, 6$, évoluant sur l'intervalle $[-1, 1]$, peuvent être obtenues en simulation par :

$$V_{pi} = -\frac{2}{\pi} a \sin(\cos(2\pi f_p t - (i-1) \frac{\pi}{3})), \quad i = 1, \dots, 6 \quad (1.15)$$

L'obtention d'une tension de sortie ayant de bonnes performances nécessite que la fréquence de la portuse soit plus élevée que celle de la référence.

1.5.1.1 Algorithme de la stratégie

L'algorithme de cette stratégie est basé sur la construction de la tension de sortie par rapport au point milieu d'un bras k selon l'équation suivante :

$$U_{kM} = \sum_{i=1}^6 U_{ki} ; \quad k = 1, 2, 3 \quad (1.16)$$

Telles que les tensions intermédiaires U_{ki} sont calculées par:

$$\begin{aligned} \text{if } V_{refk} \geq V_{pi} \quad \text{then } U_{kj} = U \quad \text{else } U_{kj} = 0 \quad \text{end if} \\ \text{if } V_{refk} \geq V_{p(j+3)} \quad \text{then } U_{k(j+3)} = 0 \quad \text{else } U_{k(j+3)} = -U \quad \text{end if} \\ \text{avec } k = 1, 2, 3 \text{ et } j = 1, 2, 3 \end{aligned} \quad (1.17)$$

Où U représente une tension réduite qui est l'image de la tension de l'une des sources continues. Suivant les valeurs de U_{kM} , il est possible de déterminer les ordres de commande des interrupteurs qui sont représentés par leurs fonctions de connexion données par le tableau suivant :

Tableau 1.3 Ordres de commande des interrupteurs d'un bras k

U_{kM}	F_{k1}	F_{k2}	F_{k3}	F_{k4}	F_{k5}	F_{k6}
3U	1	1	1	1	1	1
2U	1	1	1	1	1	0
U	1	1	1	1	0	0
0	1	1	1	0	0	0
-U	1	1	0	0	0	0
-2U	1	0	0	0	0	0
-3U	0	0	0	0	0	0

1.5.1.2 Résultats de simulation

Pour les simulations réalisées par la suite, on admet que les six sources de tension continue sont identiques de valeurs 100V. La figure 1.4 représente la tension simple de la première phase et son spectre harmonique pour différentes valeurs de l'indice de modulation.

L'analyse spectrale de la tension simple montre que, pour les différentes valeurs de l'indice de modulation, seuls les harmoniques impaires existent. Ces harmoniques sont rangés sous forme de familles centrées autour des fréquences multiples de six fois la fréquence de la porteuse.

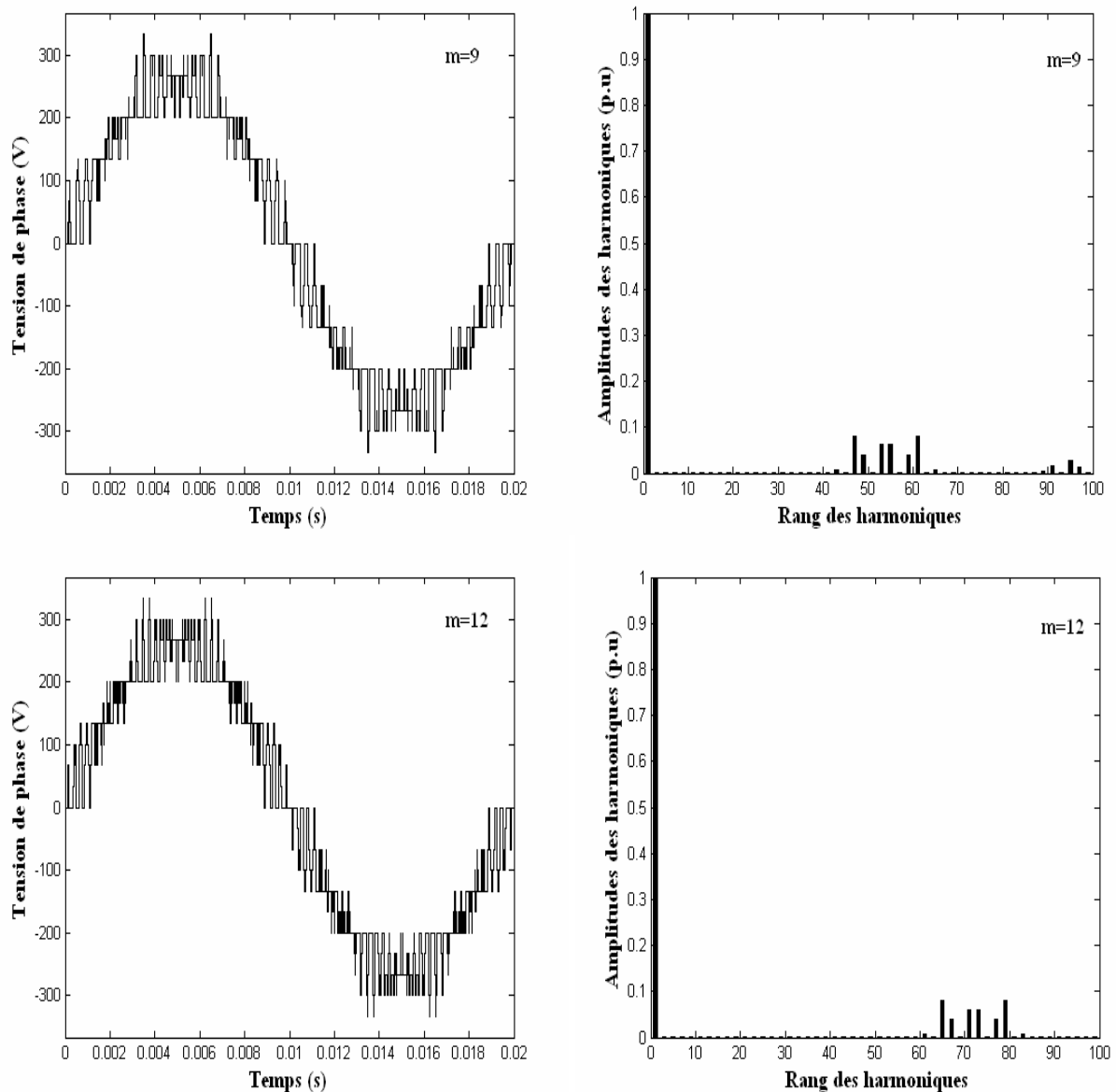


Figure 1.4 Tension simple de la première phase et son spectre harmonique pour $r=0.85$

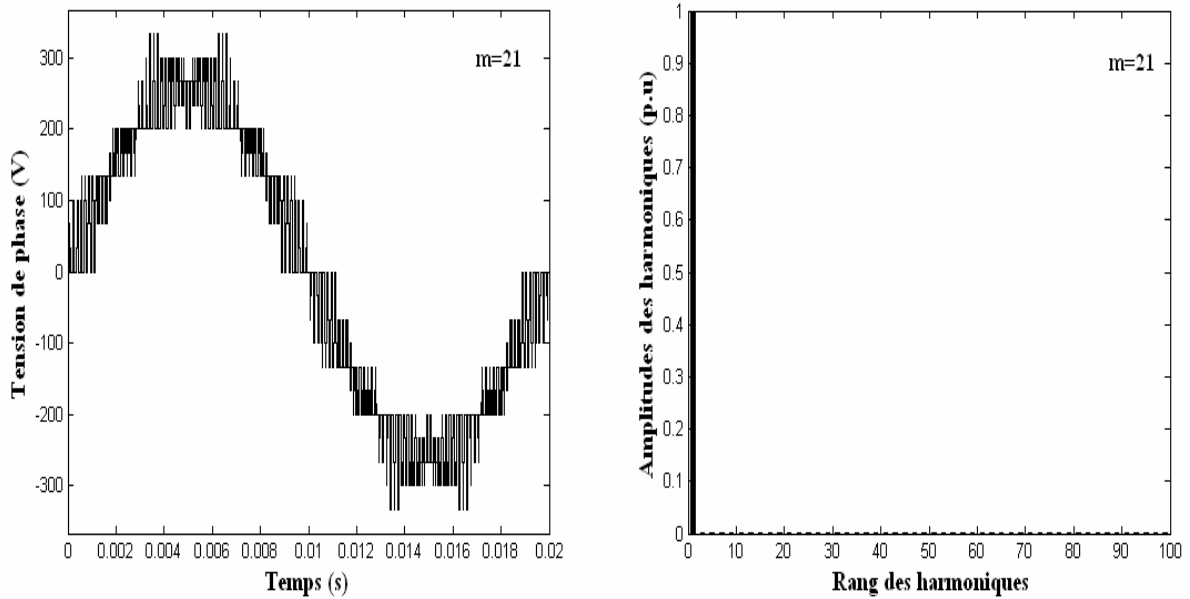


Figure 1.4 Tension simple de la première phase et son spectre harmonique pour r=0.85 (suite)

1.5.1.3 Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique (Total Harmonic Distorsion : THD) est une mesure qui permet de déterminer l'altération d'un signal par rapport à un signal purement sinusoïdal. Le THD est défini comme suit :

$$THD\% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} V_h^2}}{V_f} \times 100 \tag{1.18}$$

Avec :

V_f : est la valeur efficace du fondamental ;

V_h : est la valeur efficace de l'harmonique d'ordre h ;

N_h : est le nombre d'harmoniques retenues. Dans cette étude N_h est fixé à 100.

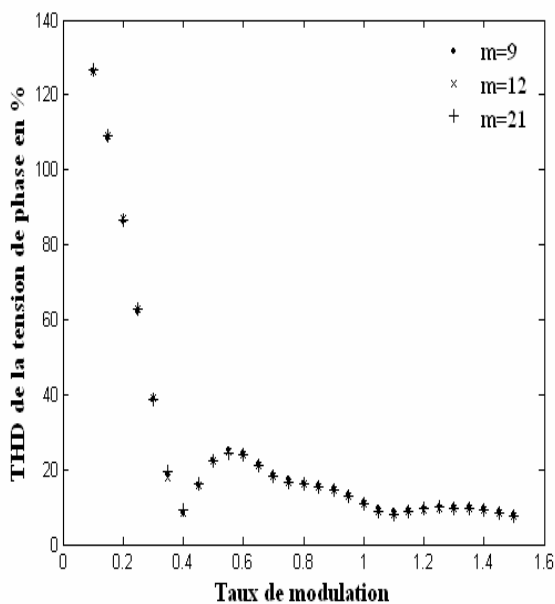


Figure 1.5 Taux de distorsion harmonique de la tension simple

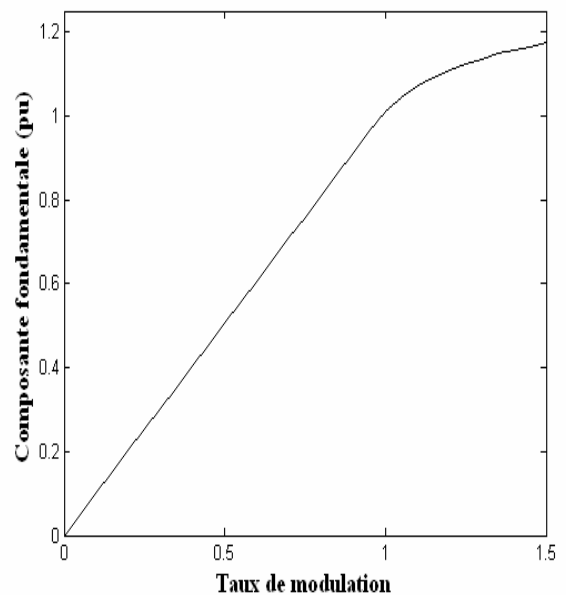


Figure 1.6 Caractéristique de réglage pour m=9

L'augmentation de l'indice de modulation permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées. Cependant, la figure 1.5 montre que cette augmentation n'altère pas le taux de distorsion harmonique qui diminue plutôt en fonction de l'augmentation du taux de modulation.

A partir de la figure 1.6, il est possible de déduire que le taux de modulation permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental dans l'intervalle $r \in [0,1]$.

1.5.2 Commande SPWM avec injection de l'harmonique trois

Il est possible d'étendre la zone linéaire de réglage en injectant les harmoniques multiples de trois dans les tensions de référence. Il faut noter que cette injection n'affecte pas la qualité de la tension simple ou composée du fait que la tension de sortie de l'onduleur triphasé ne contient pas des harmoniques multiples de trois. Si on injecte seulement la troisième harmonique avec un taux a , les nouvelles tensions de référence seront donc :

$$V'_{refk} = V_{refk} + aV_m \sin(6\pi f_r t), \quad k = 1, 2, 3 \quad (1.19)$$

La figure 1.7 montre le principe de la technique SPWM avec injection de l'harmonique trois.

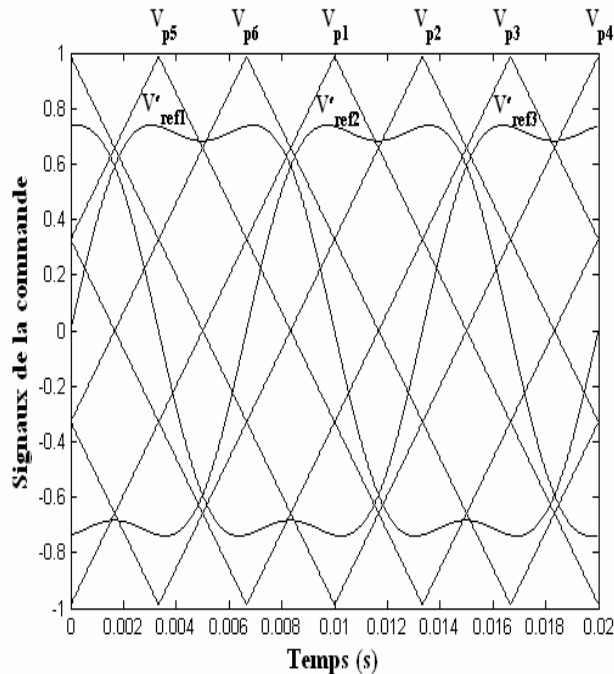


Figure 1.7 Principe de la commande SPWM avec injection de l'harmonique 3

1.5.2.1 Optimisation du taux d'injection

Afin d'augmenter le taux de modulation, le taux d'injection devrait être correctement choisi pour assurer une bonne utilisation de la capacité en tension de l'onduleur sans affecter le THD [81].

La référence de la première phase devient comme suit :

$$V'_{ref1} = V_m \sin(\omega_r t) + aV_m \sin(3\omega_r t) \quad \text{avec} \quad , \quad \omega_r = 2\pi f_r \quad (1.20)$$

Le calcul de la valeur maximale de la tension V'_{ref1} passe par le calcul de sa dérivée par rapport à $\omega_r t$:

$$\frac{dV'_{ref1}}{d(\omega_r t)} = V_m \cos(\omega_r t) + 3aV_m \cos(3\omega_r t) = 0 \quad (1.21)$$

La solution de l'équation (1.21) conduit à :

$$\cos(\omega_r t) = \pm \sqrt{\frac{9a-1}{12a}} \quad (1.22)$$

La tension de référence V'_{ref1} peut être mise aussi sous la forme :

$$V'_{ref1} = (1+3a)V_m \sin(\omega_r t) - 4aV_m \sin^3(\omega_r t) \quad (1.23)$$

En substituant (1.22) dans (1.23), il vient :

$$V'_{ref1}{}^{max} = 8aV_m \left(\frac{3a+1}{12a} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (1.24)$$

La valeur optimale du taux d'injection a est égale à la valeur maximale de $V'_{ref1}{}^{max}$, tel que :

$$\frac{dV'_{ref1}{}^{max}}{da} = V_m \left(\frac{3a+1}{12a} \right)^{\frac{1}{2}} \frac{6a-1}{3a} = 0 \quad (1.25)$$

La valeur $a = -1/3$ est exclue du fait qu'elle annule $V'_{ref1}{}^{max}$, ceci nous conduit à la valeur optimale du taux d'injection $a = 1/6$.

1.5.2.2 Résultats de simulation

La figure 1.8 donne l'allure de la tension simple ainsi que son spectre harmonique pour différentes valeurs de l'indice de modulation. Nous remarquons que l'injection de l'harmonique trois n'affecte pas la symétrie de la tension simple. Les harmoniques se regroupent toujours en familles autour des fréquences multiples de six fois la fréquence de la porteuse.

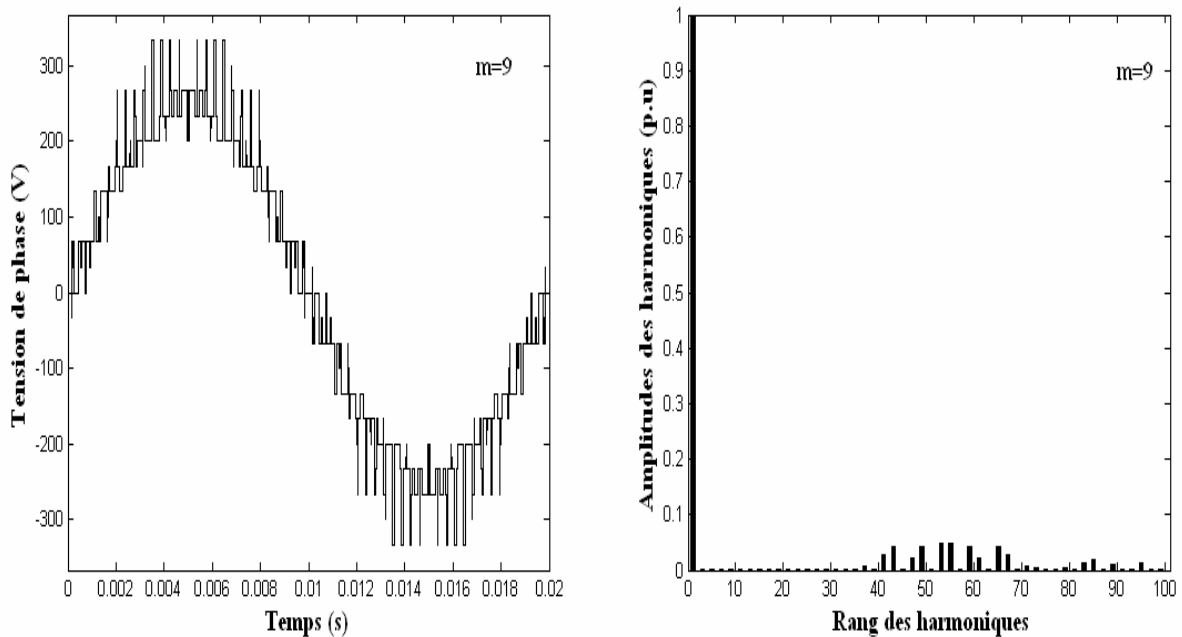


Figure 1.8 Tension simple de la première phase et son spectre harmonique pour $r=0.85$ et $a = 1/6$

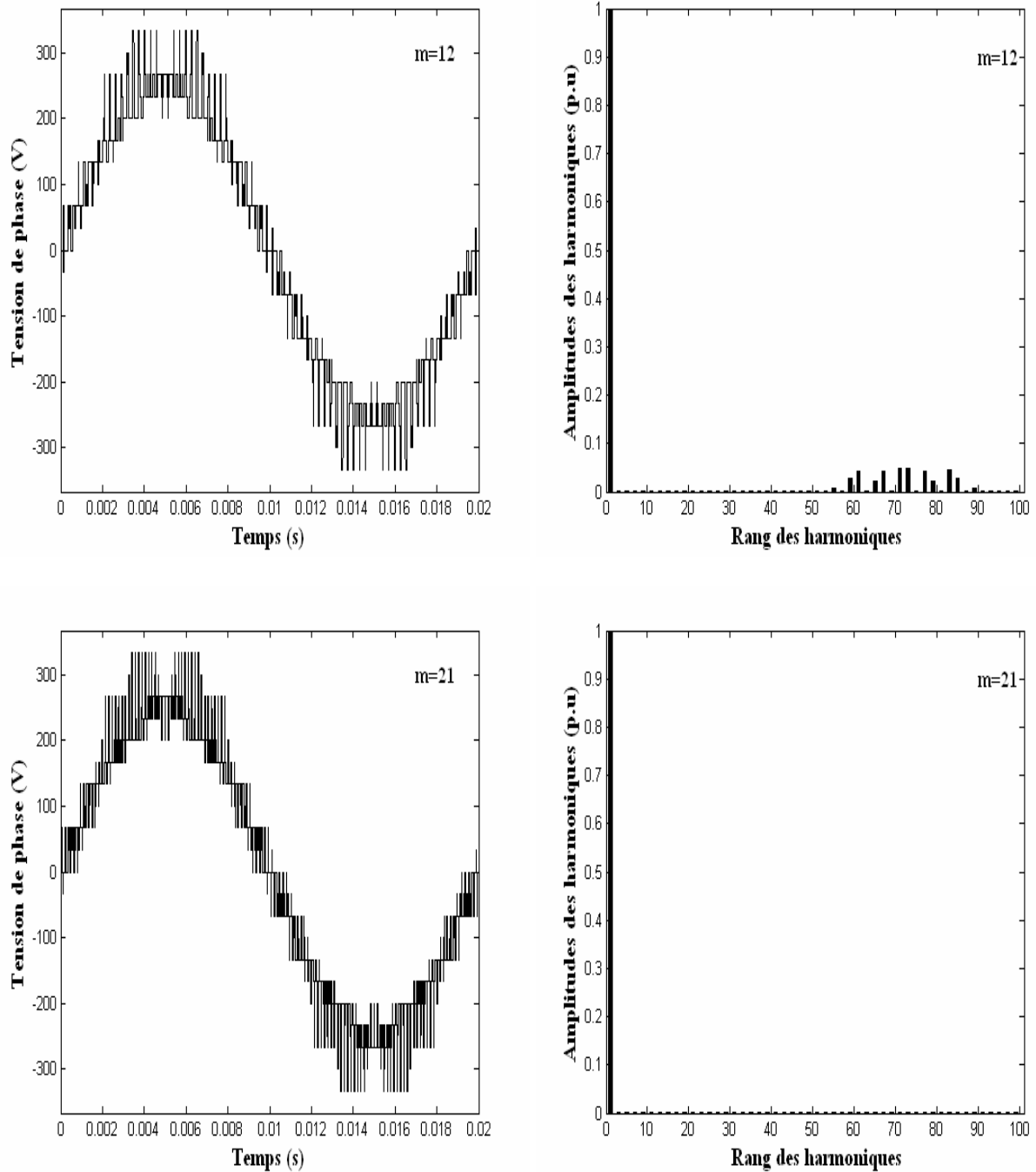


Figure 1.8 Tension simple de la première phase et son spectre harmonique pour $r=0.85$ et $a = 1/6$ (suite)

Les figures 1.9 et 1.10 montrent que la stratégie SPWM avec injection de l'harmonique trois permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie de l'onduleur de 15.5%, sans toutefois modifier d'une manière significative le taux de distorsion harmonique.

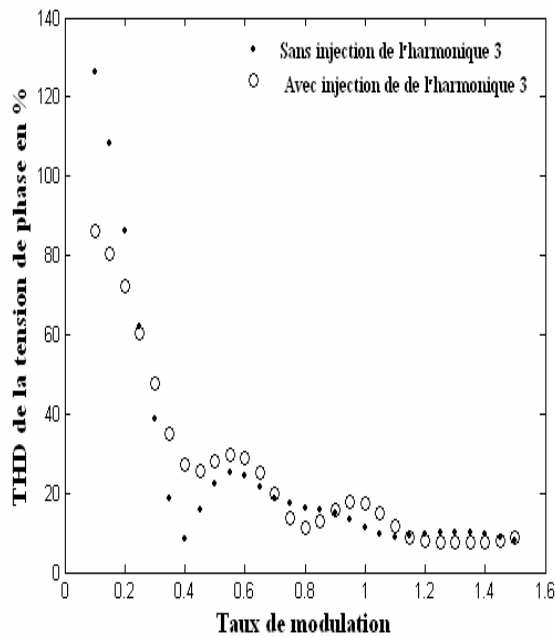


Figure 1.9 Taux de distorsion harmonique de la tension simple pour $m=9$

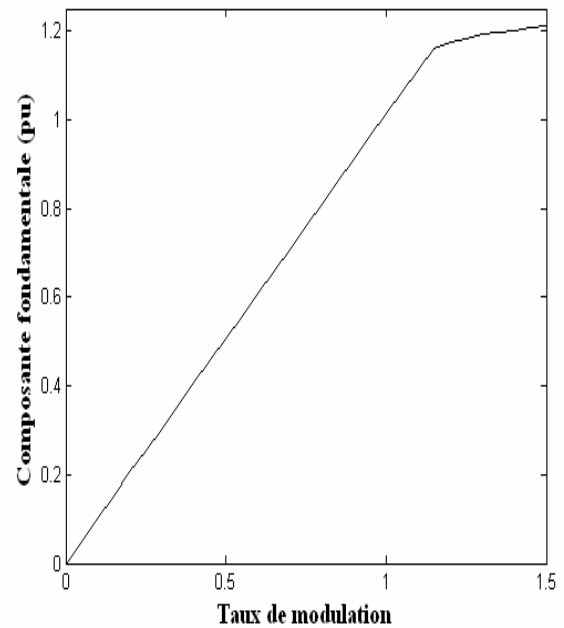


Figure 1.10 Caractéristique de réglage pour $m=9$

Pour montrer l'utilité de l'onduleur à sept niveaux adopté par rapport à l'onduleur conventionnel à deux niveaux, nous simulons le fonctionnement des deux onduleurs dans les mêmes conditions en terme de tension continue et de fréquence.

La figure 1.11 présente la tension simple de la première phase de l'onduleur à deux niveaux accompagnée de son spectre harmonique. Nous constatons bien l'absence des harmoniques pairs et ceux impairs de rang multiple de trois. Les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse. La commande SPWM d'un onduleur à deux niveaux est plus simple à mettre en oeuvre. En revanche, la tension de sortie est très riche en harmoniques d'ordres inférieurs, ce qui rend le filtrage très difficile.

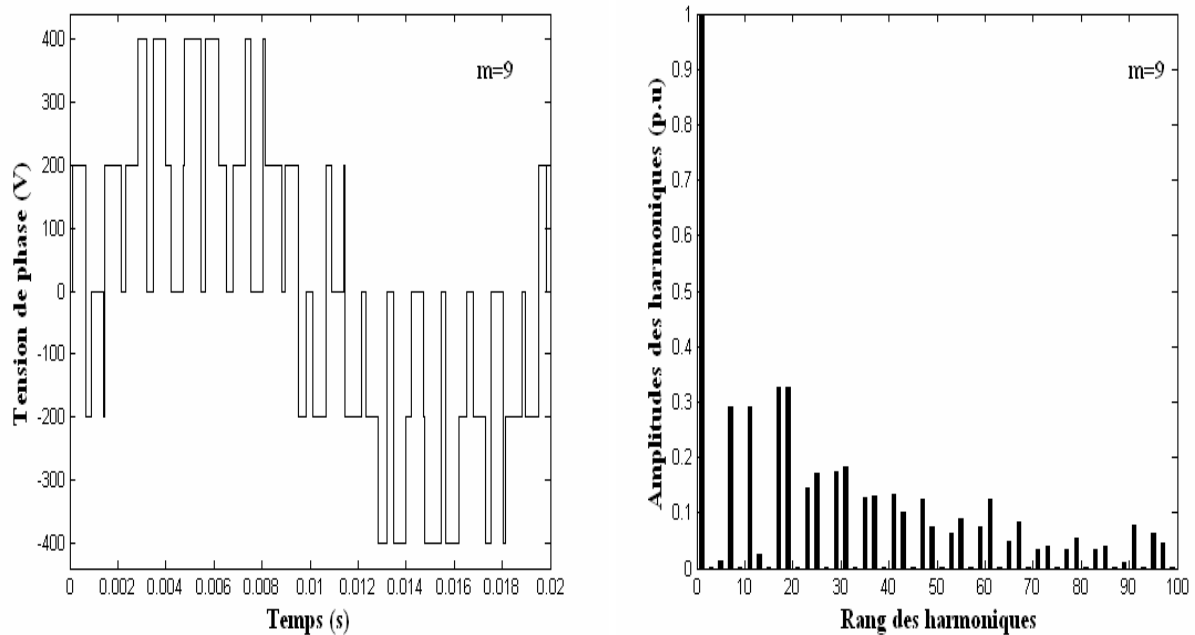


Figure 1.11 Tension de phase d'un onduleur à deux niveaux et son spectre harmonique pour $r=0.85$

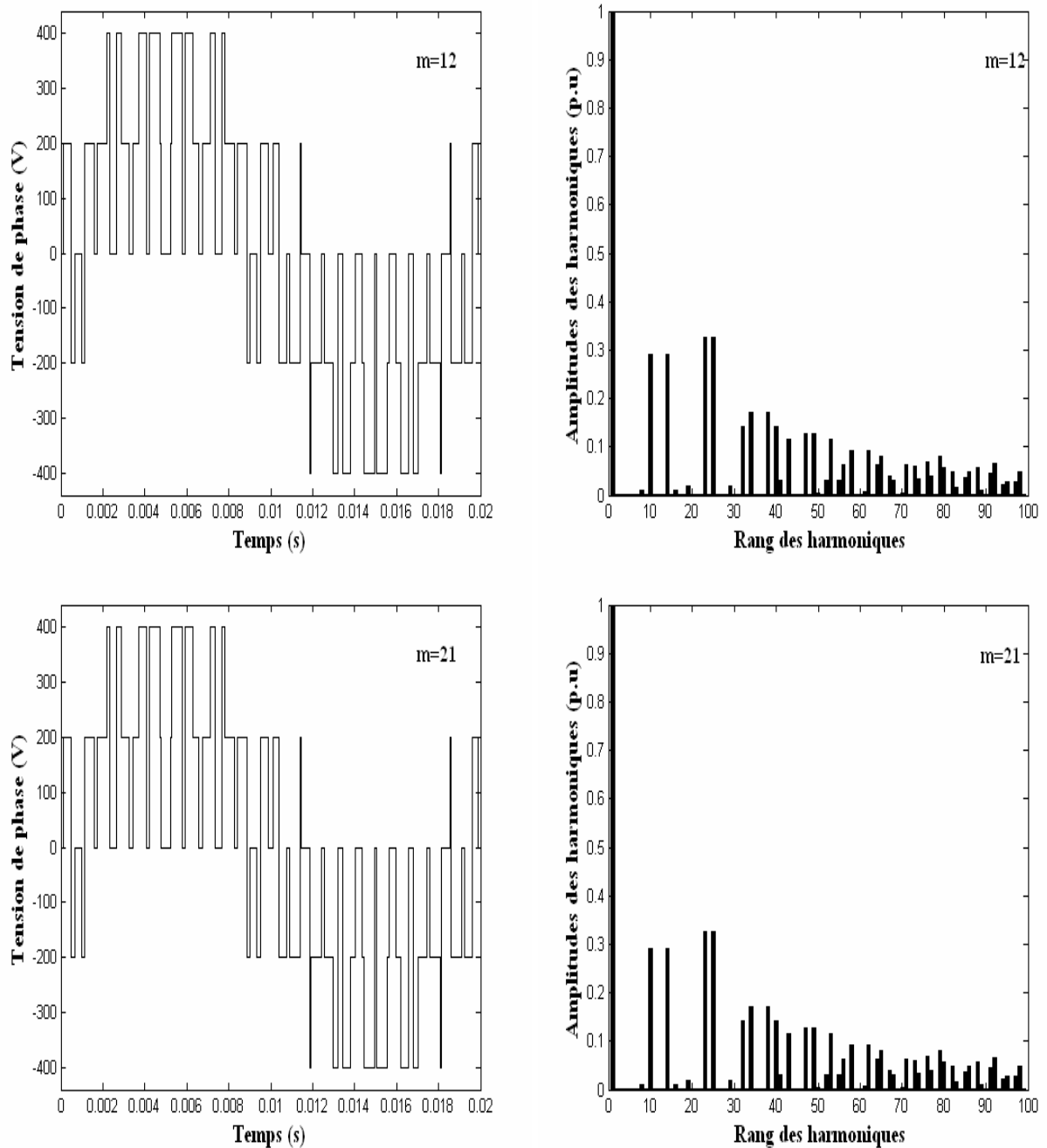


Figure 1.11 Tension de phase d'un onduleur à deux niveaux et son spectre harmonique pour $r=0.85$ (suite)

Les figures 1.12 et 1.13 présentent une étude comparative entre les taux de distorsion harmonique des deux onduleurs. Les THDs en courant sont calculés pour une charge triphasée inductive ($R = 20\Omega$, $L = 10\text{mH}$ connectées en série). Nous constatons que le contenu harmonique des formes d'onde multiniveaux est bien inférieur à celui des formes d'onde à deux niveaux. Ainsi, l'utilisation des onduleurs multiniveaux pour alimenter la machine asynchrone semble une solution assez intéressante.

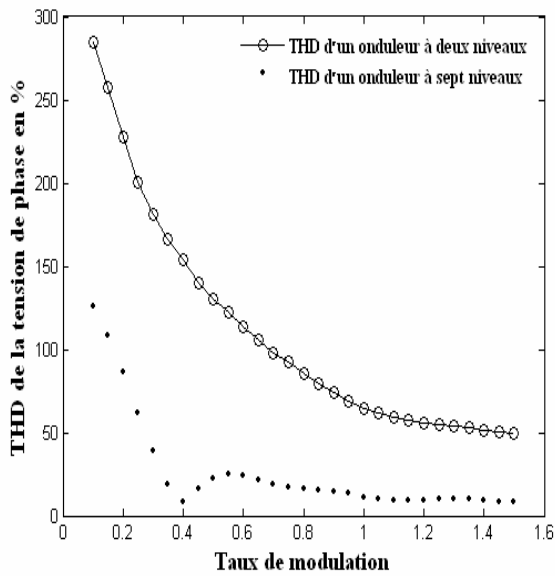


Figure 1.12 Taux de distorsion harmonique de la tension simple pour $m=9$

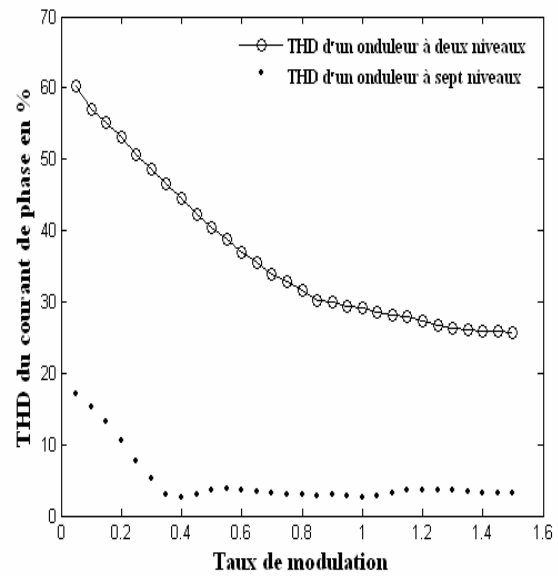


Figure 1.13 Taux de distorsion harmonique du courant de phase pour $m=9$

Le problème de la détérioration prématurée des roulements dans l'association machine asynchrone-onduleur PWM est dû principalement au courant des roulements lié à la tension homopolaire de l'onduleur dite tension de mode commun. En effet, la tension du mode commun conduit à la naissance de courants circulant du bobinage vers la carcasse via les capacités parasites dans la machine [82-83].

La tension de mode commun donnée par l'équation (1.26) est un autre aspect très utile dans la comparaison entre les deux onduleurs.

$$V_{mc} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^3 V_{kM} \quad (1.26)$$

La figure 1.14 donne l'allure de la tension de mode commun pour les deux onduleurs. Comparée au cas d'un onduleur à deux niveaux, l'onduleur à sept niveaux permet, rien que par sa structure, une réduction sensible de la tension de mode commun.

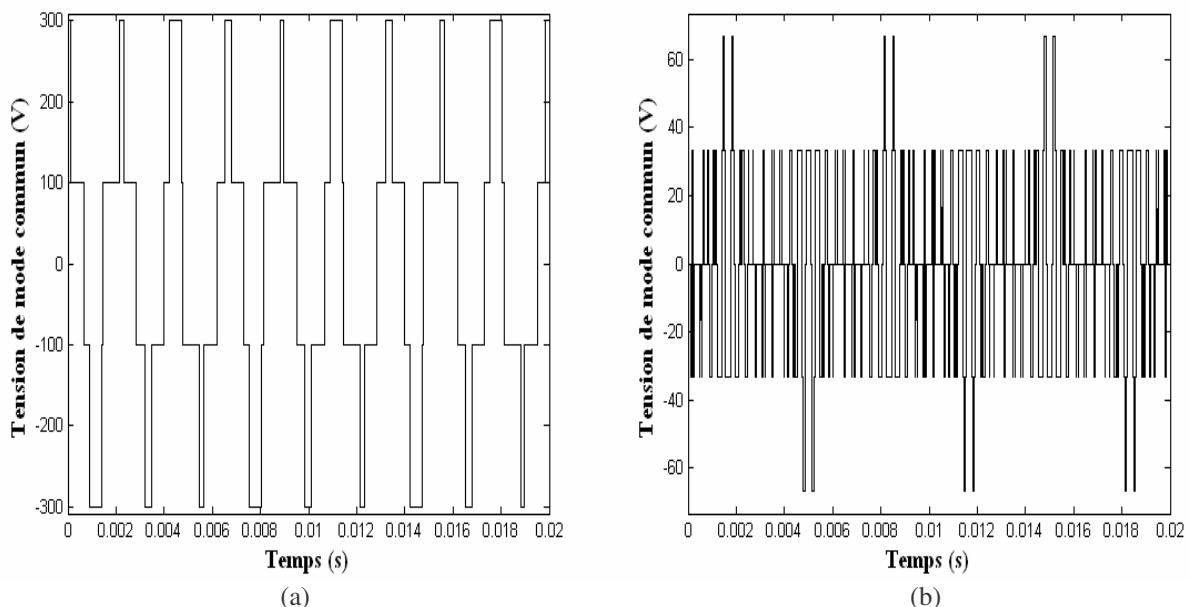


Figure 1.14 Tension en mode commun pour $m=9$ et $r=0.85$

- (a) Machine alimentée par un onduleur à deux niveaux
(b) Machine alimentée par un onduleur à sept niveaux

La figure 1.15 montre bien le gain obtenu sur la qualité du courant statorique de la machine asynchrone en passant d'une structure à deux niveaux à une autre à sept niveaux.

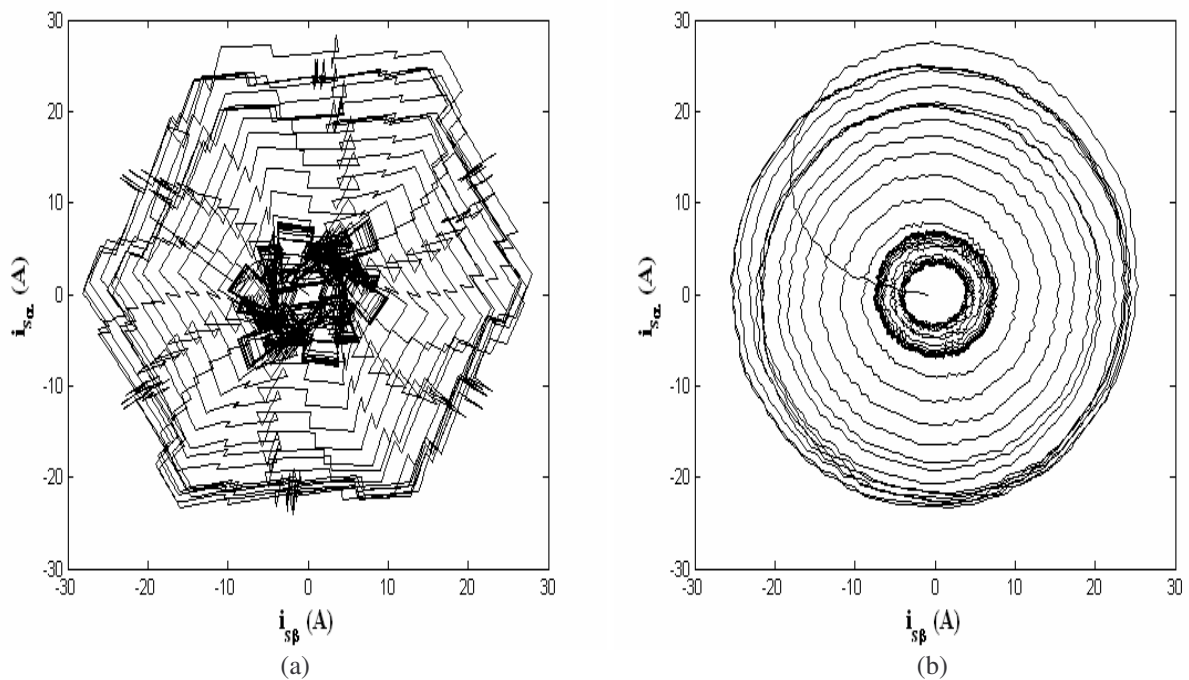


Figure 1.15 Vecteur courant statorique dans le repère $\alpha\beta$ pour $m=9$ et $r=0.85$

(a) Machine alimentée par un onduleur à deux niveaux

(b) Machine alimentée par un onduleur à sept niveaux

La figure 1.16 montre les performances de la machine asynchrone alimentée par les onduleurs à deux et à sept niveaux lors d'une application d'un couple résistant de 10Nm.

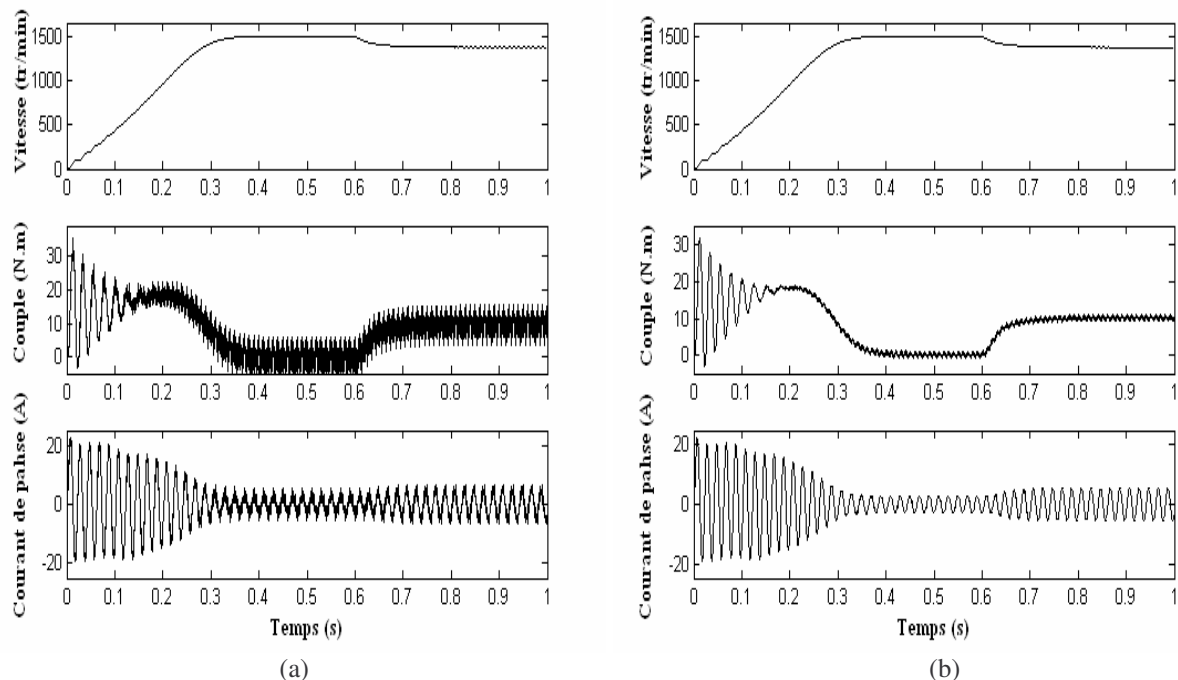


Figure 1.16 Performances de la machine asynchrone pour $m=9$ et $r=0.85$

(a) Machine alimentée par un onduleur à deux niveaux

(b) Machine alimentée par un onduleur à sept niveaux

On peut noter la réduction des ondulations du couple électromagnétique lors du passage de l'onduleur deux niveaux à sept niveaux. Il est bien clair que l'application d'une tension à deux niveaux, riche en harmoniques, à la machine asynchrone dégrade ses performances.

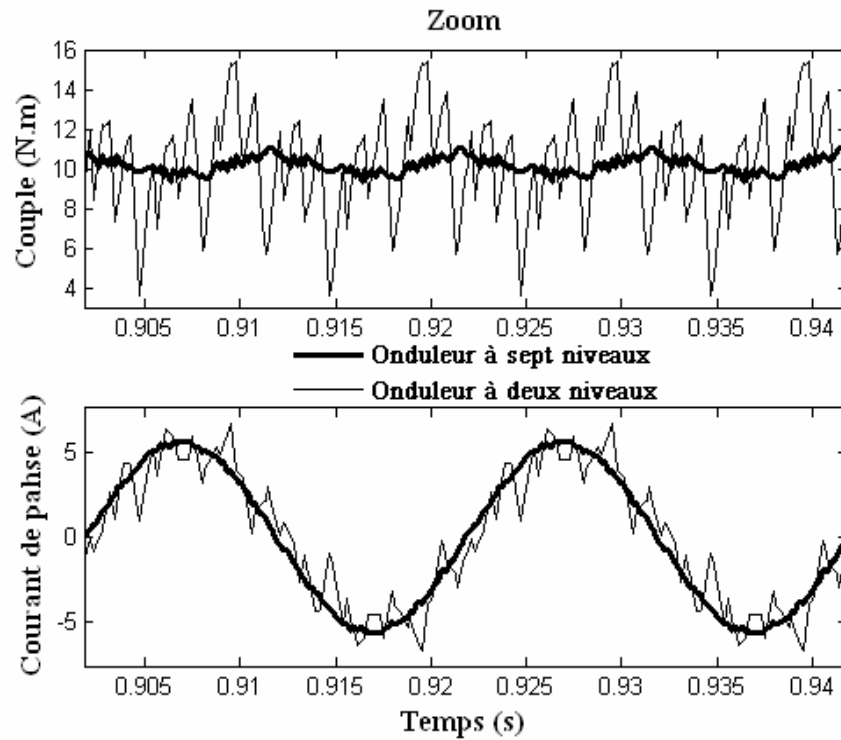


Figure 1.16 Performances de la machine asynchrone pour $m=9$ et $r=0.85$ (agrandissement)

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, la structure de l'onduleur triphasé à sept niveaux à diodes flottantes a été présentée. Nous avons élaboré également un modèle instantané décrivant le fonctionnement de l'onduleur triphasé à sept niveaux à diodes flottantes en utilisant la notion des fonctions de connexion des interrupteurs. Le résultat intéressant qui ressort de cette analyse est la contribution apportée par les fonctions de connexion dans l'extrapolation facile du modèle de l'onduleur à niveaux inférieur à celui d'un niveau supérieur.

La modulation sinusoïdale adoptée pour la commande de l'onduleur, en plus de régler l'amplitude, elle contrôle le contenu harmonique de la tension de sortie en repoussant les harmoniques d'ordre inférieur vers les fréquences les plus élevées. De ce fait, le filtrage de la tension devient plus facile et moins coûteux, car la taille des composants du filtre est assez réduite. Cependant, notant que la technique de modulation de largeurs d'impulsions a des limites par rapport à la fréquence de commutation propre des composants à semi-conducteurs. Plus cette fréquence est élevée, plus le sont aussi les pertes dues à la commutation des interrupteurs.

Les performances de l'onduleur à sept niveaux ont démontré un gain substantiel par rapport à l'utilisation de l'onduleur à deux niveaux. Ces performances concernent en particulier la qualité du couple électromagnétique et le courant statorique dans la machine asynchrone.

Nous allons par la suite intéresser à la technique d'élimination des harmoniques et les algorithmes d'optimisation associés.

Chapitre 2

Élimination d'harmoniques par les métaheuristiques

2.1 Introduction

L'optimisation est un paradigme actuel dans chaque aspect de la vie. Elle propose constamment des manières améliorées pour résoudre les anciens et nouveaux problèmes. Dans le contexte du développement technologique et de l'innovation, l'optimisation décrit la recherche des techniques qui font une meilleure utilisation des ressources disponibles pour résoudre les problèmes. Les applications scientifiques et technologiques exigent régulièrement des algorithmes efficaces pour chercher et localiser les solutions optimales.

Les méthodes numériques d'optimisation non linéaire font l'objet de nombreuses études depuis plusieurs décennies. La méthode de descente de gradient, les méthodes de Newton et la méthode des gradients conjugués [84-85] font partie de ces algorithmes d'optimisation.

Un des handicaps associés à ces méthodes est leur totale dépendance à l'évaluation des dérivées partielles des fonctions à optimiser. En outre, pour réaliser une optimisation globale, à l'aide de l'une des méthodes énumérées précédemment, il faut choisir un point de départ correspondant à une solution de départ acceptable. De cette manière, la convergence vers un minimum environnant est grandement favorisée.

L'optimisation intelligente se rapporte à une large catégorie d'algorithmes stochastiques basés sur la notion de population, tels que l'évolution différentielle, les algorithmes génétiques, l'optimisation par essais de particules, etc. Les algorithmes intelligents d'optimisation sont considérés avantageux comparé aux méthodes classiques d'optimisation si le problème d'optimisation est complexe, stochastique, ou fortement non-linéaire avec des optimums locaux multiples en utilisant un minimum de connaissance sur le domaine de recherche.

Ces algorithmes intelligents d'optimisation sont intrinsèquement parallèles¹. La plupart des algorithmes classiques sont périodiques et peuvent seulement explorer l'espace de recherche dans une seule direction à la fois. Les algorithmes intelligents d'optimisation peuvent explorer l'espace de solution dans des directions multiples simultanément. Si un chemin ne fonctionne pas, ils peuvent facilement éliminer ce chemin et continuer le travail sur le plus prometteur. Ceci fournit une plus grande chance de trouver la solution optimale.

Dans ce chapitre, l'accent sera mis sur deux méthodes d'optimisation intelligentes classées comme métaheuristiques inspirées par analogie l'une avec la biologie et l'autre avec l'éthologie. Il s'agit des algorithmes génétiques et les essais particuliers.

¹ Ils ne misent pas uniquement sur une seule solution, mais ils misent plutôt sur une population de solution.

Les champs d'application de ces deux algorithmes sont fort diversifiés. Ils se révèlent efficaces pour les problèmes d'optimisation non linéaires à variables continue ou discrète. Ils ont fait leurs preuves dans des domaines variés entre autres l'optimisation de la commande par logique floue [86-88], optimisation des régulateurs PID [89-93], apprentissage de réseaux de neurones [94-99], régulation et optimisation de l'écoulement de puissance [100-106], l'identification et le diagnostic des machines électriques [107-110] et l'optimisation de la commande des convertisseurs de puissance [111-113].

Le but de ce chapitre consiste à calculer les angles de commutation de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes moyennant les deux algorithmes d'optimisation susmentionnés. Dans la première partie de ce chapitre, la méthode d'élimination d'harmoniques sera discutée brièvement. Nous nous intéressons, par la suite, notamment à l'optimisation par les algorithmes génétiques et par les essais particuliers. L'objectif étant de réduire, autant que possible, le taux de distorsion harmonique dans la tension de sortie tout en fonctionnant avec une fréquence de commutation réduite.

2.2 Modulation par paliers

Dans la modulation par paliers appelée OHSW (Optimized Harmonic Stepped-Waveform), la faible fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur permet de surmonter le problème des pertes par commutation, aussi bien le problème d'interférence électromagnétique ce qui a comme conséquence l'amélioration du rendement.

La tension d'une phase, par rapport au point milieu M , est représentée à la figure 2.1. Il s'agit d'une tension de forme en escalier constituée donc par des paliers non modulés. Cette tension est impaire et elle présente une symétrie par rapport au quart et à la demi période. De ce fait, sa décomposition en série de Fourier ne contient que les harmoniques impaires en sinus.

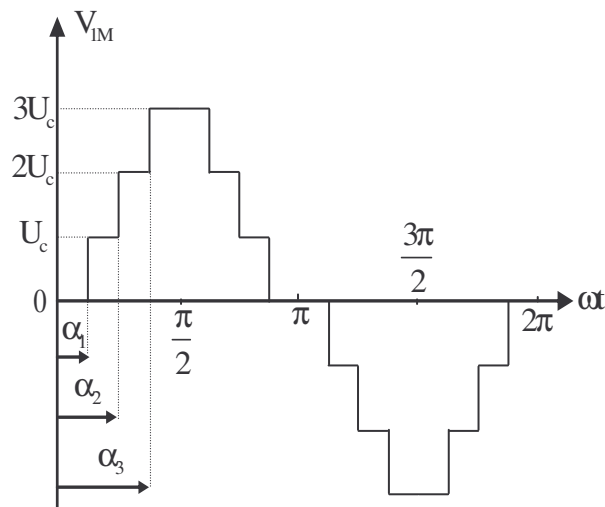


Figure 2.1 Tension V_{IM} de l'onduleur à sept niveaux commandé par la technique OHSW

L'amplitude de l'harmonique de rang n est donnée par l'expression suivante :

$$h_n = \begin{cases} \frac{4U_c}{\pi n} \sum_{k=1}^3 \cos(n\alpha_k) & \text{si } n \text{ est impair} \\ 0 & \text{si } n \text{ est pair} \end{cases} \quad (2.1)$$

Les angles de commutation sont calculés de manière à répondre à certains critères portant sur l'amélioration de la tension de sortie de l'onduleur. Les critères usuellement retenus sont :

- Élimination d'un certain nombre d'harmoniques de rangs spécifiés,
- Minimisation de la distorsion harmonique totale,
- Maximisation de l'amplitude du fondamental.

2.3 Modulation par élimination sélective des harmoniques

Cette stratégie, dite SHEM (Selective Harmonic Elimination Modulation), est basée sur l'introduction des encoches (coupures) dans la forme escalier de la tension V_{IM} . La forme qui en résulte permet l'élimination d'un certain nombre d'harmoniques, tout dépend du nombre d'encoches introduites. La figure 2.2 représente un motif de la tension V_{IM} parmi plusieurs qui peuvent être imaginés.

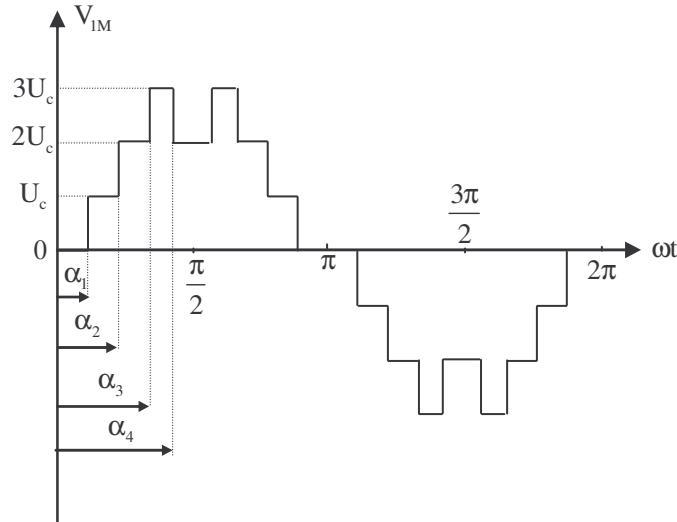


Figure 2.2 Tension V_{IM} de l'onduleur à sept niveaux commandé par la technique SHEM

Dans ce cas, l'amplitude du n^{eme} harmonique est donnée par² :

$$h_n = \frac{4U_c}{\pi n} (\cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) + \cos(\alpha_3) - \cos(\alpha_4)) \text{ avec } n \text{ impair} \quad (2.2)$$

Les (c) angles de commutation $(\alpha_1, \dots, \alpha_c)$ dans un motif donné sont déterminés soit en annulant les (c) premiers harmoniques, soit en imposant l'amplitude du fondamental et en annulant les $(c-1)$ premiers harmoniques. La suppression des harmoniques de faibles fréquences est faite en tenant compte que le troisième harmonique et ses multiples seront annulés dans un système triphasé.

2.4 Formulation du problème

Par la suite, notre objectif est de calculer les angles de commutation afin de supprimer les harmoniques indésirables tout en contrôlant la composante fondamentale. Ce but peut être ramené à un problème d'optimisation.

Dans le cas où les sources continues sont identiques, il est judicieux de travailler avec des expressions relatives à la tension continue U_c . Les amplitudes relatives des harmoniques sont :

$$H_i = \frac{h_i}{U_c} \text{ avec } i = 1, 5, 7, \dots \quad (2.3)$$

Le fondamental doit être contrôlé donc à sa valeur relative de référence définie comme suit :

$$H_1^{ref} = \frac{V^{ref}}{U_c} \quad (2.4)$$

Où : V^{ref} est la tension de référence désirée

² L'expression de l'amplitude de l'harmonique de rang n est fonction du motif choisi

Afin d'assurer que le fondamental va tendre vers sa valeur de référence et que les harmoniques indésirables seront nuls, le problème d'optimisation peut être formulé de la manière suivante :

1- Minimiser la fonction suivante :

$$\begin{aligned} f(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3) &= (3r - H_1)^2 + H_5^2 + H_7^2 && \text{cas de la technique OHSW} \\ f(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4) &= (3r - H_1)^2 + H_5^2 + H_7^2 + H_{11}^2 && \text{cas de la technique SHEM} \end{aligned} \quad (2.5)$$

Où r est le taux de modulation défini dans ce cas par:

$$r = \frac{V^{ref}}{3U_c} \quad (2.6)$$

2- La solution doit satisfaire la contrainte (2.7) donnée par :

$$\begin{aligned} 0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \frac{\pi}{2} &&& (OHSW) \\ 0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \alpha_3 \leq \alpha_4 \leq \frac{\pi}{2} &&& (SHEM) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Les objectifs que l'on désire atteindre sont introduits dans la formulation du problème, le transformant en un problème uni-objectif. Une fois le problème d'optimisation est bien défini, nous procédons par la suite à l'utilisation des algorithmes génétiques et les essais particuliers pour trouver les angles de commutation optimaux.

2.5 Optimisation par algorithmes génétiques

Les algorithmes génétiques (Genetic Algorithms : GAs) sont des algorithmes d'optimisation stochastique d'inspiration biologique fondés sur les mécanismes de la sélection naturelle et de la génétique. Cette approche, initiée par John Holland [114] en 1975, tente d'imiter le processus d'optimisation qui permet aux organismes vivant de s'adapter, de survivre et de performer dans leurs environnements.

Il s'agit d'une méthode énumérative heuristique qui cherche à partir d'un espace de solutions, la solution optimale en utilisant des procédés aléatoires. En créant de nouvelles générations de solutions, elle essaie d'en trouver la meilleure.

Dans les algorithmes génétiques, le codage le plus souvent utilisé est le codage binaire, où chaque solution est encodée sous la forme d'une chaîne de bits de longueur fixe. Cette simple représentation permet de coder sous une forme unifiée n'importe quel objet. Cependant, le codage binaire aboutit souvent à une précision moins bonne avec un temps de calcul relativement coûteux par rapport au codage réel [115-116]. Le codage réel semble naturellement plus adapté pour l'optimisation des problèmes à variable réelle.

Dans cette section, nous décrivons, de manière succincte, le principe des algorithmes génétiques à codage réel. Ensuite, nous présentons l'algorithme utilisé dans l'optimisation de la commande de l'onduleur à sept niveaux.

2.5.1 Terminologie des algorithmes génétiques

Avant d'aborder le principe des GAs, il est judicieux d'introduire le vocabulaire qui sera utilisé dans cette section.

1. *Gène* : une partie de la solution,
2. *Chromosome*: un ensemble de gènes représentant une solution potentielle du problème,

3. *Individu* : une solution potentielle identifiée complètement par un chromosome,
4. *Population* : un ensemble d'individus,
5. *Fitness (fonction d'adaptation)* : la fonction à optimiser,
6. *Espace de recherche* : l'ensemble des solutions possibles.

2.5.2 Pseudo-code d'un algorithme génétique standard

Un algorithme génétique à codage réel cherche les extrema d'une fonction définie sur un espace de recherche selon les phases principales suivantes :

1. *Initialisation*: Générer aléatoirement une population initiale de N chromosomes répartie sur tout l'espace de recherche,
2. *Evaluation*: Evaluer la fonction d'adaptation de chaque chromosome,
3. *Sélection*: Créer une nouvelle population de N chromosomes par l'utilisation d'une méthode de sélection basée sur le principe de la survie du plus performant,
4. *Reproduction* : Effectuer des croisements et mutations entre les chromosomes de la nouvelle population,
5. *Test* : Si le critère d'arrêt est satisfait, *stop*, et retourner la meilleure solution,
6. *Boucle* : Retour à la phase d'évaluation.

2.5.3 Opérateurs de reproduction

Les opérateurs jouent un rôle important dans un algorithme génétique. On distingue principalement trois opérateurs à savoir les opérateurs de sélection, de croisement et de mutation.

2.5.3.1 Sélection

La sélection est un processus stochastique dans lequel la chance qu'un chromosome survie est proportionnel à son niveau d'adaptation. La sélection permet aux chromosomes les plus performants de se reproduire. Plusieurs méthodes sont à distinguer, les plus connues étant la sélection par roulette (roulette wheel selection) et la sélection par tournoi (tournament selection).

2.5.3.1.1 Sélection par roulette

Dans cette méthode, chaque chromosome k occupe un secteur de la "roue de la fortune" dont l'angle est proportionnel à la valeur de sa fonction d'adaptation $Fitness(k)$.

La probabilité de survie p_k de chaque chromosome peut être calculée par :

$$p_k = \frac{Fitness(k)}{\sum_{i=1}^N Fitness(k)} \quad (2.8)$$

En faisant tourner la roue, le chromosome pointé à l'arrêt de la boule est sélectionné. La probabilité cumulative de survie q_k de chaque chromosome est donc :

$$q_k = \sum_{i=1}^k p_k \quad (2.9)$$

Pour effectuer la reproduction, un nombre aléatoire n_i est généré pour chaque chromosome de la population de départ. A chaque nombre n_i est associé le chromosome k qui satisfait la relation suivante :

$$q_{k-1} < n_i < q_k \quad (2.10)$$

2.5.3.1.2 Sélection par tournoi

Le tournoi offre la possibilité de reproduire le meilleur entre deux ou plusieurs chromosomes choisis au hasard. Le chromosome le plus adapté est sélectionné avec une probabilité p_{tournoi} où sa valeur permet de contrôler la pression de la sélection. On réitère ce processus jusqu'à ce que la nouvelle population soit complète.

2.5.3.1.3 Elitisme

Afin d'éviter la perte des solutions élites, on peut choisir de recopier directement un ou plusieurs des meilleurs chromosomes dans la nouvelle population. On évite ainsi que les bonnes solutions soient éliminées par la nature stochastique de l'opérateur de sélection.

2.5.3.2 Opérateurs de croisement

L'opération de croisement permet le brassage du bagage génétique entre deux chromosomes jugés performants ce qui garantit la diversification des chromosomes dans la population. En d'autres termes, cet opérateur permet de créer de nouvelles combinaisons ayant des caractéristiques communes avec leurs parents. Souvent les meilleures caractéristiques sont transmises aux descendants. Cette transmission est appelée héritage. Il existe différentes techniques de croisement.

2.5.3.2.1 Croisement simple

Pour recombiner deux chromosomes parents $X = (x_1, \dots, x_N)$ et $Y = (y_1, \dots, y_N)$, on choisit aléatoirement un point de croisement entre les positions 2 et $N-1$, puis on échange les sous-chaînes des deux chromosomes situés de part et d'autre de ce point de croisement.

Si le croisement est réalisé en position k , les deux nouveaux chromosomes sont :

$$\begin{aligned} X' &= (x_1, \dots, x_k, y_{k+1}, \dots, y_N) \\ Y' &= (y_1, \dots, y_k, x_{k+1}, \dots, x_N) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Les gènes des deux chromosomes sont donnés donc par :

$$x'_i = \begin{cases} x_i & \text{si } i < k \\ y_i & \text{sinon} \end{cases} \quad \text{et} \quad y'_i = \begin{cases} y_i & \text{si } i < k \\ x_i & \text{sinon} \end{cases} \quad (2.12)$$

2.5.3.2.2 Croisement arithmétique

Les deux chromosomes X et Y sont remplacés par deux nouveaux chromosomes X' et Y' , chacun étant une combinaison linéaire de X et Y , comme suit:

$$\begin{aligned} X' &= \text{rand } X + (1 - \text{rand})Y = (\text{rand } x_1 + (1 - \text{rand})y_1, \dots, \text{rand } x_N + (1 - \text{rand})y_N) \\ Y' &= \text{rand } Y + (1 - \text{rand})X = (\text{rand } y_1 + (1 - \text{rand})x_1, \dots, \text{rand } y_N + (1 - \text{rand})x_N) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Avec

$\text{rand} = U(0,1)$: est un nombre aléatoire uniformément distribué dans l'intervalle $[0,1]$

2.5.3.2.3 Croisement heuristique

Le croisement heuristique est une extrapolation linéaire des deux chromosomes sélectionnés. Un nouveau chromosome X' (ou Y') est créé selon l'équation (2.14).

$$\begin{aligned}
X' &= X + \text{rand}(X - Y), Y' = X \text{ si } f(X) > f(Y) \\
Y' &= Y + \text{rand}(Y - X), X' = Y \text{ si } f(Y) > f(X) \\
X' &= X, Y' = Y \text{ si } f(X) = f(Y)
\end{aligned} \tag{2.14}$$

Ce type d'opérateur utilise les valeurs de la fonction d'adaptation f pour imposer une direction de recherche. Le calcul du nouveau chromosome X' (ou Y') est conditionné par la valeur d'une fonction dite de *faisabilité* donnée par :

$$\text{faisabilité} = \begin{cases} 1 & \text{si } b_1^i < x_i' \text{ (ou } y_i') < b_2^i \quad \forall i \\ 0 & \text{sinon} \end{cases} \tag{2.15}$$

2.5.3.3 Opérateurs de mutation

La mutation permet de modifier, de façon tout à fait aléatoire, les valeurs des gènes d'un chromosome. Cet opérateur évite d'établir des populations incapables d'évoluer. Plusieurs techniques de mutation ont été développées dans la littérature [115].

2.5.3.3.1 Mutation uniforme

Dans un chromosome choisi X , le gène sélectionné aléatoirement $x_i \in [b_1^i, b_2^i]$ est remplacé par un nombre aléatoire tiré dans une distribution uniforme sur l'intervalle $[b_1^i, b_2^i]$ selon l'équation (2.16).

$$x_i' = U(b_1^i, b_2^i) \tag{2.16}$$

Le chromosome qui en résulte est

$$X' = (x_1, \dots, x_i', \dots, x_N) \tag{2.17}$$

2.5.3.3.2 Mutation frontière

Le gène x_i sélectionné pour être muté prend pour valeur l'une de ses deux bornes b_1^i ou b_2^i avec équiprobabilité. Le nouveau gène est donc :

$$x_i' = \begin{cases} b_1^i & \text{si } \text{rand} < 0.5 \\ b_2^i & \text{si } \text{rand} > 0.5 \end{cases} \text{ avec } \text{rand} = U(0,1) \tag{2.18}$$

Le nouveau chromosome devient donc :

$$X' = \begin{cases} (x_1, \dots, b_1^i, \dots, x_N) & \text{si } \text{rand} < 0.5 \\ (x_1, \dots, b_2^i, \dots, x_N) & \text{si } \text{rand} > 0.5 \end{cases} \tag{2.19}$$

2.5.3.3.3 Mutation non-uniforme

Le gène sélectionné x_i est remplacé par un nombre tiré dans une distribution non uniforme. Le nouveau gène est tel que :

$$x_i' = \begin{cases} x_i + (b_2^i - x_i) \cdot F(g) & \text{si } rand_1 < 0.5 \\ x_i - (b_2^i + x_i) \cdot F(g) & \text{si } rand_1 \geq 0.5 \end{cases} \text{ avec } rand_1 = U(0,1) \quad (2.20)$$

et :

$$F(g) = \left(rand_2 \left(1 - \frac{g}{g_{max}} \right) \right)^b$$

Où

$rand_2$: est un nombre aléatoire $\in [0,1]$

g : est la génération courante

g_{max} : est le nombre maximal des générations

b : est un paramètre déterminant le degré de non-uniformité

2.5.3.3.4 Mutation gaussienne

La mutation gaussienne est une mutation non-uniforme dont tous les gènes sont mutés tel que le nouveau chromosome devient :

$$X' = (x_1', \dots, x_N') \quad (2.21)$$

où $x_i' = x_i + F^i$, $i = 1, \dots, N$

Avec F^i est un nombre aléatoire tiré d'une distribution gaussienne de moyenne nulle et une variance adaptative définie par [116] :

$$\sigma_i = \frac{g_{max} - g}{g_{max}} \left(\frac{b_2^i - b_1^i}{3} \right)$$

Où

g : est la génération courante

g_{max} : est le nombre maximal des générations

b_1^i et b_2^i : sont les deux bornes du gène x_i

2.5.4 Elimination d'harmoniques par les GAs

Le pseudo-code adopté pour le calcul des angles de commutation se résume dans les étapes suivantes [117]:

Etape 1 : Génération aléatoire d'une population initiale de N individus en tenant compte de la contrainte (2.7)

génération=0

while génération < génération^{max} (nombre maximal de générations)

Génération=génération+1

Etape 2 : Evaluation de la fonction d'adaptation de chaque individus selon l'équation (2.5)

Etape 3 : Sélection des $N_{élites}$ premières élites basées sur leur adaptation pour la reproduction dans la nouvelle population

Etape 4 : Le reste de la population de taille $N - N_{élites}$ est généré moyennant la sélection par tournoi à deux avec une probabilité $p_{tournoi}$

Opération = nombre aléatoire tiré dans $[0,1]$

if Opération < Probabilité de croisement p_c

Sélection aléatoire de deux individus (parents) parmi les individus de la population sans élites

Etape 5 : Croisement des deux parents pour donner naissance à deux enfants

elseif Opération < Probabilité de mutation p_{m1}

Etape 6 : mutation d'un individu choisi aléatoirement

elseif Probabilité de croisement p_c < Opération < $p_c +$ Probabilité de mutation p_{m2}

Etape 7 : mutation de l'un des élites choisi aléatoirement avec un taux de mutation τ_{m1}

else

Etape 8 : mutation du meilleur individu avec un taux de mutation τ_{m2}

end if

Contraire : Il faut s'assurer que les solutions retenues ne doivent pas violer la contrainte (2.7)

end while

Retourner la meilleure solution

2.5.5 Résultats de simulation

Le choix des paramètres des AGs est mis en point par essais et erreurs, étant donné l'absence de résultats théoriques disponibles. Les paramètres de l'algorithme génétique utilisé dans l'optimisation de la commande OHSW sont :

Nombre maximal de génération est de 1000

Taille de la population $N=20$

Nombre d'élites : l'entier le plus proche de $N_{élites} = 5\% N$

Types de sélection : Elitisme et par tournoi

Type de croisement : croisement arithmétique

Types de mutation : uniforme et non-uniforme

Probabilité de sélection : $p_{tournoi} = 0.85$

Probabilité de croisement : $p_c = 0.6$

Probabilités de mutation : $p_{m1} = 0.05$, $p_{m2} = 0.3$

Taux de mutation : $\tau_{m1} = 0.1$, $\tau_{m2} = 0.01$

Le comportement du meilleur individu dans la population est illustré par la figure 2.3. Dans ce cas, le nombre maximal de génération a été fixé à 500. Toutefois, il faut noter la nature stochastique de ces réponses.

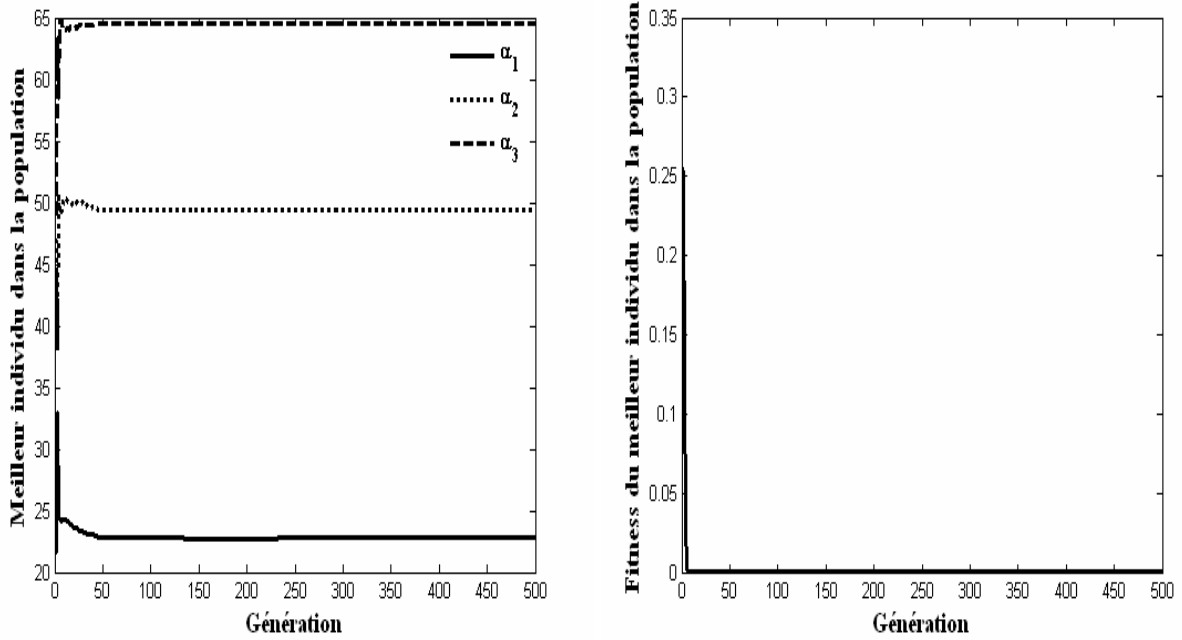


Figure 2.3 Comportement du meilleur individu dans la population pour $r=0.85$

Les angles de commutation sont déterminés de façon à annuler les harmoniques de rangs cinq et sept. La figure 2.4 représente la variation de tous les angles de commutation possibles en fonction du taux de modulation. L'analyse de cette figure montre que la fonction à optimiser ne possède des solutions que pour un taux de modulation compris entre 0.487 et 1.071. En outre, une solution double existe quand le taux de modulation est dans l'intervalle $[0.635, 0.779]$. La figure 2.5 donne une idée sur la précision par laquelle nous avons retenu les solutions.

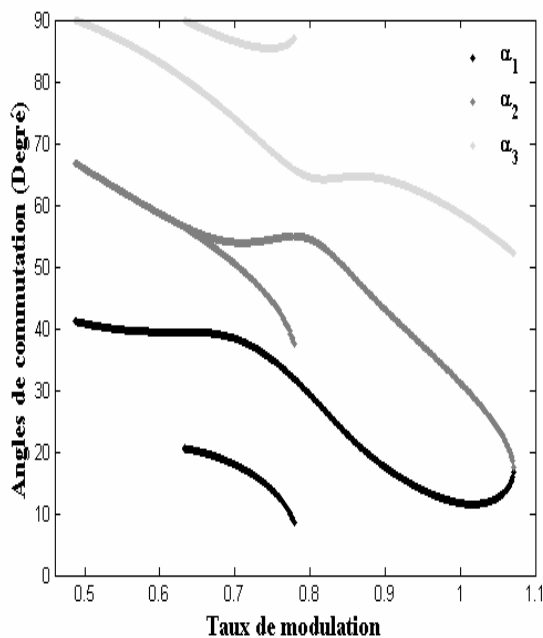


Figure 2.4 Angles de commutation (OHSW)

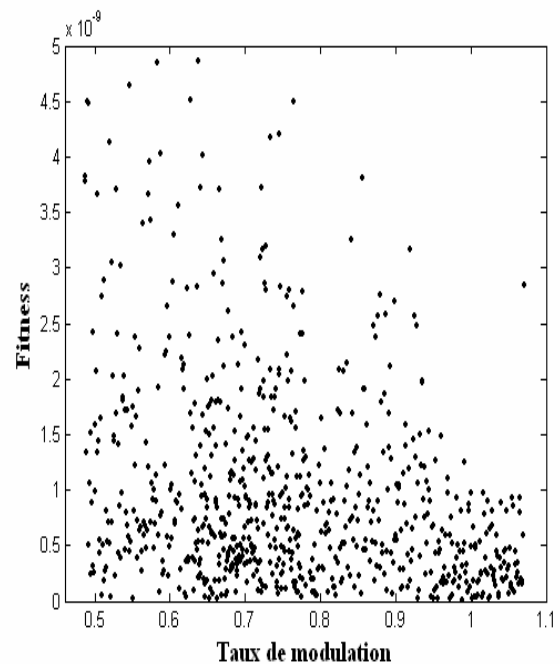


Figure 2.5 Fitness de toutes les solutions (OHSW)

La figure 2.6 montre que les harmoniques indésirables ont des amplitudes très faibles. Le taux de distorsion harmonique diminue au fur et à mesure que le taux de modulation augmente ; comme il est montré à la figure 2.7.

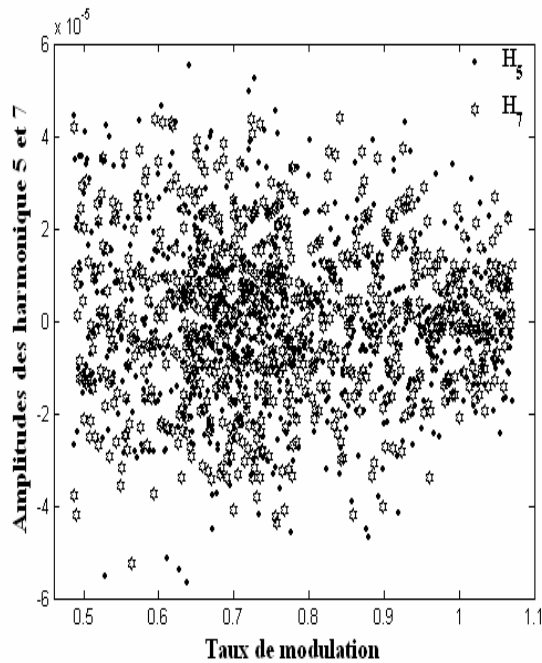


Figure 2.6 Amplitudes des harmoniques éliminés (OHSW)

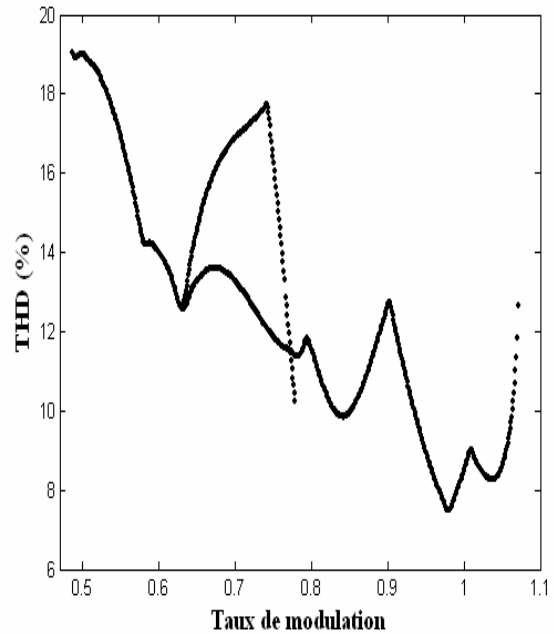


Figure 2.7 THD de toutes les solutions (OHSW)

2.6 Optimisation par essaim particulaire

Plusieurs chercheurs ont proposé des modèles interprétant le mouvement des vols d'oiseaux. Plus particulièrement, Reynolds [118] et Heppner *et al.* [119] ont présenté des simulations de vol d'oiseaux. Reynolds était intrigué par l'aspect esthétique du déplacement des oiseaux en groupe et Heppner était intéressé à comprendre les règles permettant à un grand nombre d'oiseaux de voler en groupe sans se heurter, de changer soudainement de direction, de s'écarter et de se rapprocher de nouveaux.

L'étude de l'organisation de groupes d'animaux a grandement inspiré le développement des méthodes d'optimisation par essais particuliers.

L'optimisation par essaim particulaire est une méthode stochastique d'optimisation introduite en 1995 par James Kennedy et Russel Eberhart sous le nom Particle Swarm Optimization (PSO) [120]. PSO est inspirée des interactions sociales des animaux, dénommés particules, vivant en essaim, comme les essaims d'abeilles, les vols d'oiseaux et les bancs de poissons. Aucune particule ne contrôle les autres mais pourtant des formes et des comportements complexes peuvent apparaître lors de leurs déplacements. PSO essaye d'imiter le processus normal de communication de groupe pour partager la connaissance individuelle quand de tels essaims s'assemblent, émigrent, ou chassent. Si un membre voit un chemin souhaitable pour l'exploration³, le reste de cet essaim suivra rapidement. Raison pour laquelle, cette technique est fondée sur la notion de coopération et l'échange d'information entre les particules.

Dans cette section, le but est d'implémenter les essais particuliers afin de trouver le minimum global de la même fonction d'adaptation définie auparavant. Nous allons d'abord brièvement présenter les grands principes de cette méthode, nous verrons ensuite comment nous l'avons appliqué et les résultats obtenus.

2.6.1 Principe de déplacement d'une particule

L'algorithme PSO est initialisé par une population de solutions potentielles aléatoires interprétées comme des particules se déplaçant dans l'espace de recherche. Toutes les particules étant considérées voisines et chacune d'elle dispose d'une vitesse et une petite mémoire, lui permettant de se souvenir de sa meilleure

³ L'exploration est la capacité de tester différentes régions de l'espace à la recherche de bonnes solutions

performance, en position et en valeur. La performance de chaque particule est mesurée selon une fonction objective prédéfinie relative au problème à résoudre.

La théorie de la socio-psychologie suggère que les individus sont influencés par leur comportement passé et par le succès de leurs voisins dans le réseau social et non pas nécessairement dans l'espace [121]. Dans ce contexte, chaque particule interroge chaque congénère de proximité sur sa meilleure performance. Sur la base des informations dont elle dispose, chaque particule modifie sa vitesse d'une manière stochastique en fonction de sa propre vitesse actuelle, sa meilleure performance et la meilleure performance de ses voisins.

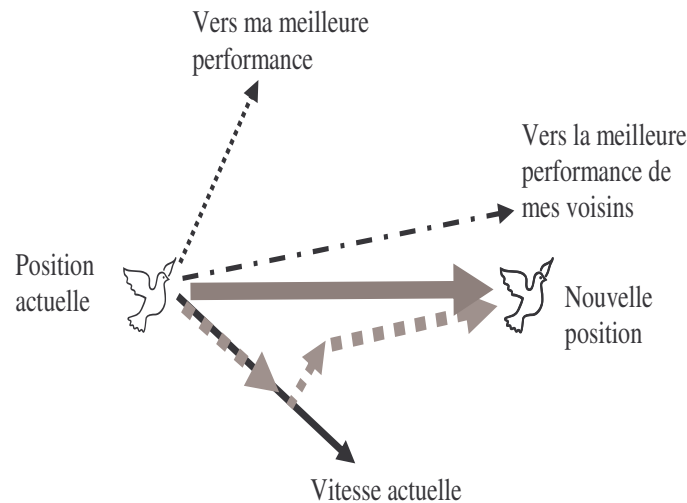


Figure 2.8 Principe de déplacement d'une particule

La figure (2.8) montre que la décision de déplacement d'une particule est basée sur une combinaison linéaire de trois tendances à savoir de suivre sa propre voie, revenir vers sa meilleure performance et aller vers la meilleure performance de ses voisines.

2.6.2 Procédure de recherche

Chaque membre de l'essaim conserve une connaissance partielle de sa meilleure position p_i , et la meilleure position de toutes les particules de l'essaim p_g et ajuste dynamiquement sa propre vitesse en se basant sur ces informations. L'ajustement de vitesse est basé sur les comportements historiques des particules eux-mêmes aussi bien que leurs compagnons. La particule la mieux placée dans une région proche de l'endroit de la nourriture (optimum global) va motiver l'essaim d'explorer de proximité cette région et les régions adjacentes. De cette façon, les particules tendent à se rapprocher davantage de cet optimum d'une étape à l'autre durant le processus de recherche. Dans chaque étape on définit une nouvelle meilleure particule qui, à son tour, va attirer vers elle l'ensemble de l'essaim.

La vitesse de chaque particule peut être mise à jour itérativement selon l'équation suivante :

$$v^i(k+1) = wv^i(k) + c_1 \text{rand}_1 \times (p^i - x^i(k)) + c_2 \text{rand}_2 \times (p_g - x^i(k)) \quad (2.22)$$

Où

k : est le numéro d'itération

$x^i(k)$: est la position actuelle de la particule i à l'itération k ,

$v^i(k)$: est la vitesse courante de la particule i à l'itération k ,

c_1, c_2 : sont les coefficients d'accélération,

$rand_1, rand_2$: sont des nombres aléatoires de distribution uniforme sur $[0,1]$,
 w : est le coefficient d'inertie.

Les coefficients d'accélération influencent la valeur maximale du déplacement qu'une particule peut prendre durant une seule itération. c_1, c_2 sont désignés également sous le nom de paramètres cognitif et social, respectivement. Les nombres aléatoires sont employés pour affecter la nature stochastique de l'algorithme. Le coefficient (poids) d'inertie régit la quantité de vitesse actuelle qui devrait être maintenue pour influencer le calcul de la nouvelle vitesse. De cette façon, le paramètre w règle les capacités d'exploration globale et locale de l'essaim et influence le comportement de convergence de l'algorithme. Un grand poids d'inertie facilite l'exploration globale (exploration de nouveaux secteurs), alors qu'une petite valeur tend à faciliter l'exploration locale (exploration fine du secteur courant de recherche). Une valeur appropriée du poids de l'inertie fournit habituellement l'équilibre entre les capacités globales et locales d'exploration et par conséquent une réduction du nombre d'itérations nécessaires pour localiser la solution optimale [122]. En règle générale, il est souhaitable de commencer le poids d'inertie à une grande valeur, afin de faire une meilleure exploration globale de l'espace de recherche, et le diminue graduellement pour affiner l'exploration locale; ainsi, une valeur décroissante du poids d'inertie a été employée dans nos expériences présentées dans la prochaine section.

L'équation (2.22) est employée pour calculer la nouvelle vitesse de la i^{ime} particule en tenant compte des trois termes suivants:

- sa vitesse précédente,
- la distance entre la meilleure position enregistrée par cette particule et de sa position actuelle. Il en résulte la composante cognitive $c_1 rand_1 \times (p_i - x^i(k))$ qui représente la 'pensée' propre de la particule altérée par sa propre précédente expérience.
- la distance entre la meilleure position de toutes les particules dans l'essaim et la position actuelle de cette particule. Il en résulte la composante sociale $c_2 rand_2 \times (p_g - x^i(k))$ qui exhibe la collaboration entre les particules influencées par la connaissance acquise par le groupe.

Chaque particule rejoint sa nouvelle position dans l'espace de recherche en utilisant l'équation suivante :

$$x^i(k+1) = x^i(k) + v^i(k+1) \quad (2.23)$$

Après un certain nombre d'itérations, les particules se regroupent par la suite dans la région où les solutions sont les plus convenables (probables). Si une particule tend à sortir de l'espace de recherche, on lui attribue la valeur du point frontière le plus proche avec ralentissement voir annulation de sa vitesse.

2.6.3 Elimination d'harmoniques par PSO

Le but de l'algorithme PSO est d'optimiser une fonction continue en cherchant son maximum ou son minimum dans un espace donné. L'application du PSO dans le problème d'élimination d'harmoniques de l'onduleur à sept niveaux consiste à chercher le minimum de l'équation (2.5). Le pseudo-code adopté dans ce cas est le suivant [117]:

Données

- La taille de l'essaim
- Le nombre maximal d'itérations $itération^{max}$
- Le paramètre cognitif c_1
- Le paramètre social c_2
- Les valeurs maximale w^{max} et minimale w^{min} du coefficient d'inertie

Etape 1: Initialisation

Itération=0 ;

for $i=1$: nombre de particules

- Initialiser la position $\alpha^i(0) = [\alpha_1^i(0) \quad \alpha_2^i(0) \quad \alpha_3^i(0)]$ de chaque particule avec des angles aléatoires entre 0 et $\pi/2$ vérifiant la contrainte (2.7);
- Initialiser la vitesse $v_{\alpha}^i(0) = [v_{\alpha_1}^i(0) \quad v_{\alpha_2}^i(0) \quad v_{\alpha_3}^i(0)]$ de chaque particule à une valeur aléatoire;
- Initialiser la valeur de Fitness $_p_i$ de la particule i

end for

- Initialisation de Fitness $_p_g$ de l'essaim

While nombre maximal d'itérations non atteint et/ou critère de précision non atteint

itération = itération+1 ;

- Calculer le coefficient d'inertie w

$$w = w^{\max} - \frac{w^{\max} - w^{\min}}{\text{itération}^{\max}} \text{itération}$$

for $i=1$: nombre de particules

Etape 2: Evaluation de la fonction objective

- Calculer la valeur de la fonction Fitness $_i$ de chaque particule i de l'essaim en utilisant l'équation (2.5);

Etape 3: Mise à jour de la meilleure position du particule i

if Fitness $_i <$ Fitness $_p_i$
then Fitness $_p_i =$ Fitness $_i$ et $\alpha_p^i = \alpha^i$
end if

Etape 4: Mise à jour de la meilleure position de l'essaim

if Fitness $_{p_i} <$ Fitness $_p_g$
then Fitness $_p_g =$ Fitness $_{p_i}$ et $\alpha_{p_g} = \alpha^i$
end if

end for

for $i=1$: nombre de particules

Etape 5: Mise à jour de la vitesse et de la position du particule i

$$v_{\alpha}^i = wv_{\alpha}^i + c_1 rand_1(\alpha_p^i - \alpha^i) + c_2 rand_2(\alpha_{p_g} - \alpha^i)$$

$$\alpha^i = \alpha^i + v_{\alpha}^i$$

end for

Contraintes : Les angles de commutation retenus doivent respecter impérativement la contrainte (2.7).

end while

2.6.4 Résultats de simulation

Pour montrer la capacité des essaims de particules dans l'optimisation de la commande de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes, l'algorithme PSO est appliqué en adoptant les paramètres suivants : la taille de l'essaim est égale à 20 particules, le nombre maximal d'itérations est de 1000, les coefficients $c_1 = c_2 = 1.8$ et $w \in [0.4, 0.9]$. Toutefois, pour l'étude du comportement de la meilleure particule dans l'essaim, donné par la figure 2.9, nous avons fixé le nombre maximal d'itérations à 500.

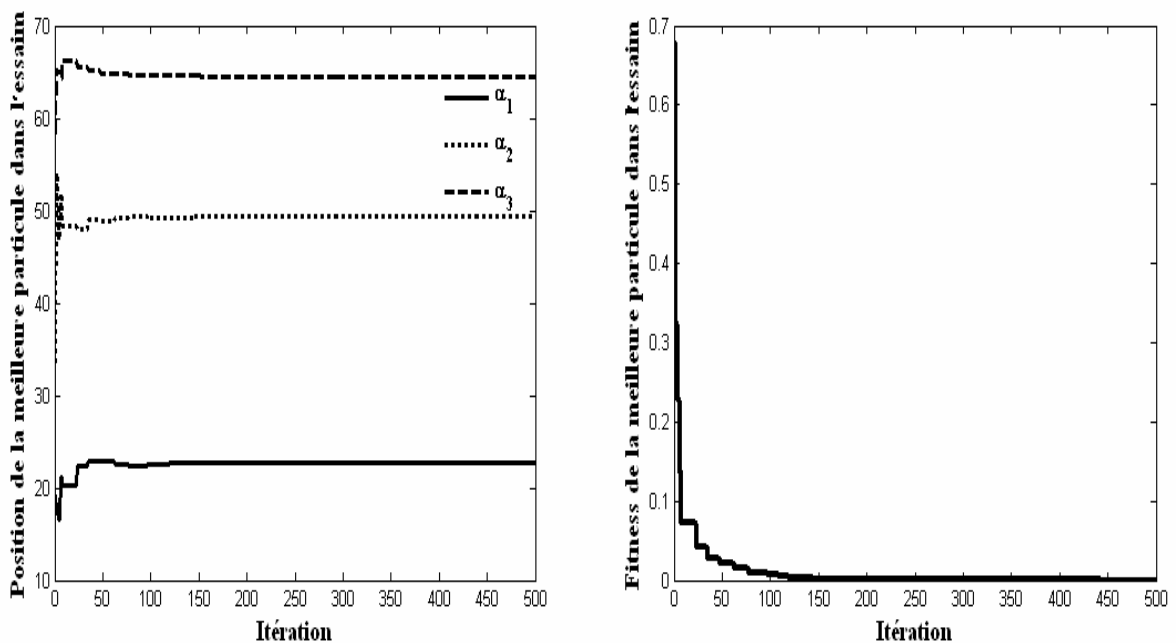


Figure 2.9 Comportement de la meilleure particule dans l'essaim pour $r=0.85$

Nous avons montré auparavant que pour un taux de modulation compris entre 0.635 et 0.779, une solution double existe. Dans ce cas, les angles de commutation adéquats sont sélectionnés sur la base de la meilleure valeur du taux de distorsion harmonique. Ceux qui donnent la plus faible valeur du THD seront retenus. La figure 2.10 représente la variation des angles de commutation, donnant le meilleur THD, en fonction du taux de modulation. La figure 2.11 représente une évaluation de la fonction d'adaptation en fonction du taux de modulation. Cette évaluation montre que la valeur du *Fitness* est plus faible par rapport à celle enregistrée avec les algorithmes génétiques.

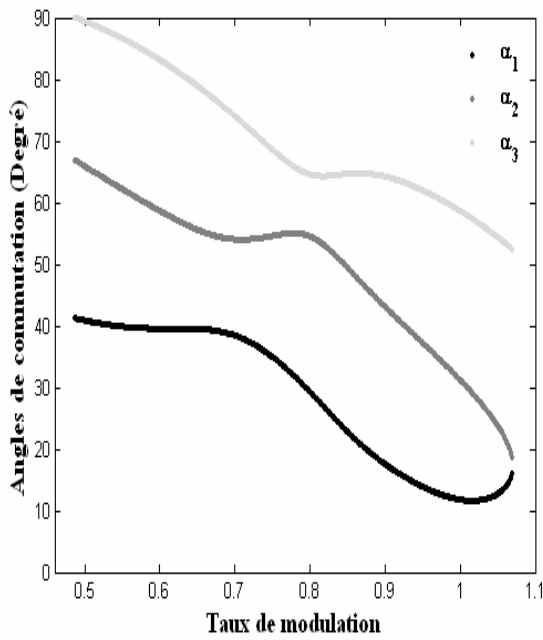


Figure 2.10 Angles de commutation minimisant le THD (OHSW)

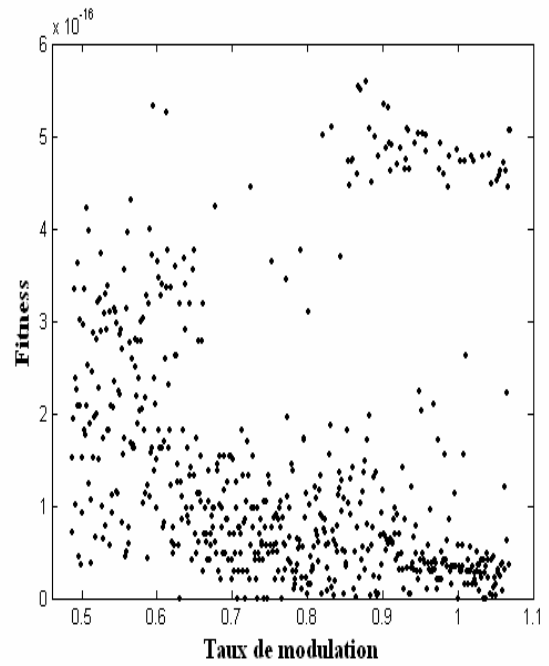


Figure 2.11 Fitness des solutions minimisant le THD (OHSW)

L'efficacité de la méthode d'optimisation par essais particulières se manifeste dans les faibles valeurs des amplitudes des harmoniques éliminés comme le montre la figure 2.12. La figure 2.13 donne l'allure du THD le plus faible. C'est la caractéristique qui doit être retenue pour assurer un fonctionnement optimal de l'onduleur.

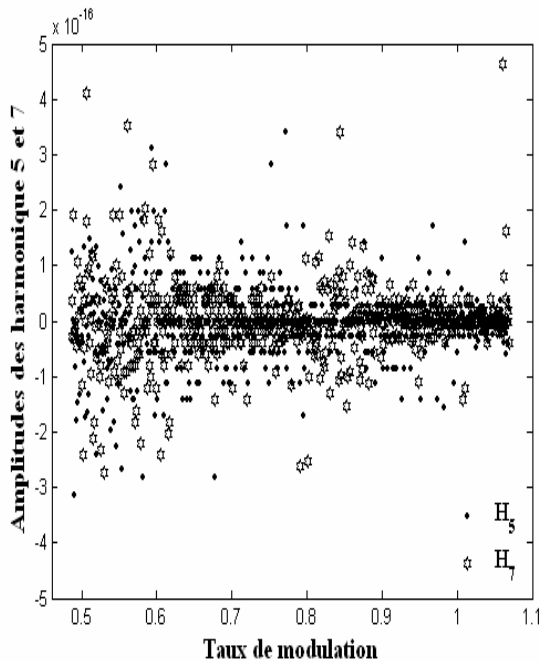


Figure 2.12 Amplitudes des harmoniques éliminés (OHSW)

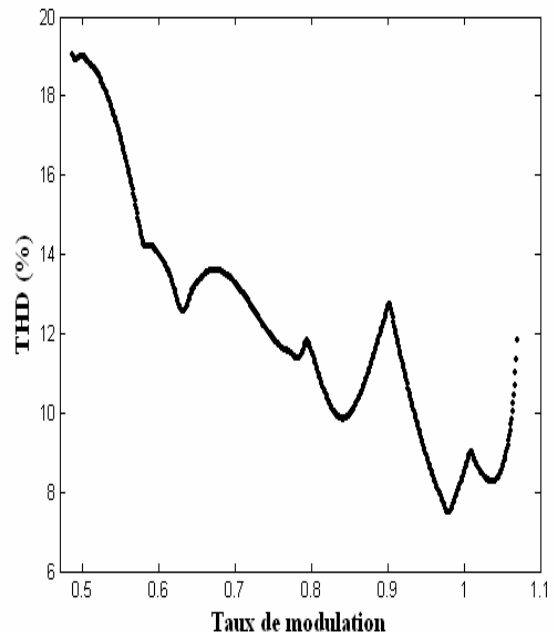


Figure 2.13 THD le plus faible (OHSW)

La figure 2.14 montre que le taux de distorsion harmonique obtenu par la stratégie d'élimination des harmoniques est nettement inférieur à celui obtenu par la stratégie SPWM. Ceci va se répercuter sur la qualité de l'onde de sortie de l'onduleur.

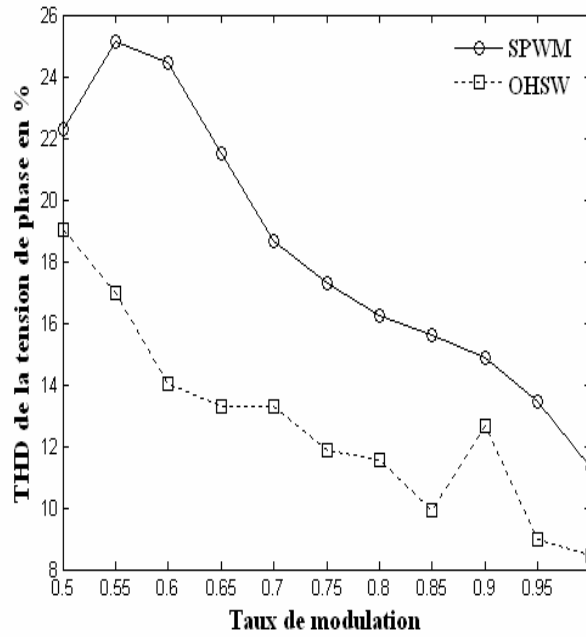


Figure 2.14 Comparaison entre les THDs des techniques SPWM et OHSW

En ce qui concerne l'optimisation de la technique SHEM, nous avons opté pour les mêmes paramètres c_1 , c_2 et w par contre la taille de l'essaim a été augmentée à 30 particules. Toutes les solutions possibles sont représentées à la figure (2.15). De cette figure, on remarque qu'il existe une solution double pour $r \in [0.640, 0.706]$, $r \in [0.799, 0.828]$ et $r \in [0.922, 0.945]$. Une solution triple est également possible pour $r \in [0.829, 0.921]$. Toutefois, pour les valeurs du taux de modulation inférieures à 0.575 ou supérieures à 1.021, aucune solution n'est possible. La variation des angles de commutation en fonction du taux de modulation présente des discontinuités ; ce qui reflète la non linéarité de cette caractéristique. La valeur de la fonction à optimiser est donnée par la figure 2.16.

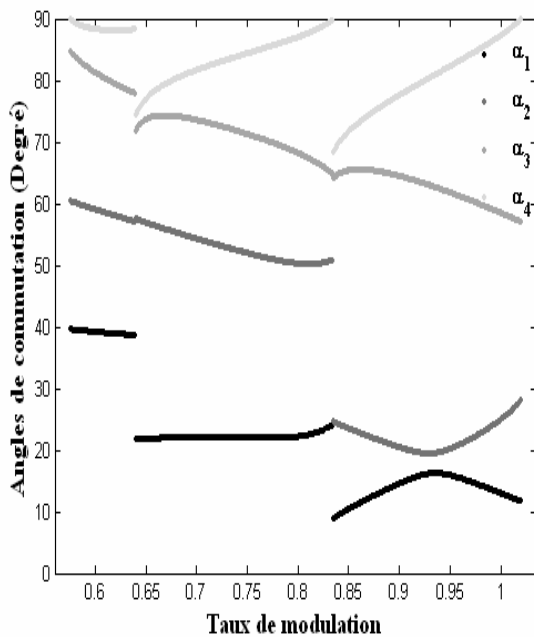


Figure 2.15 Angles de commutation (SHEM)

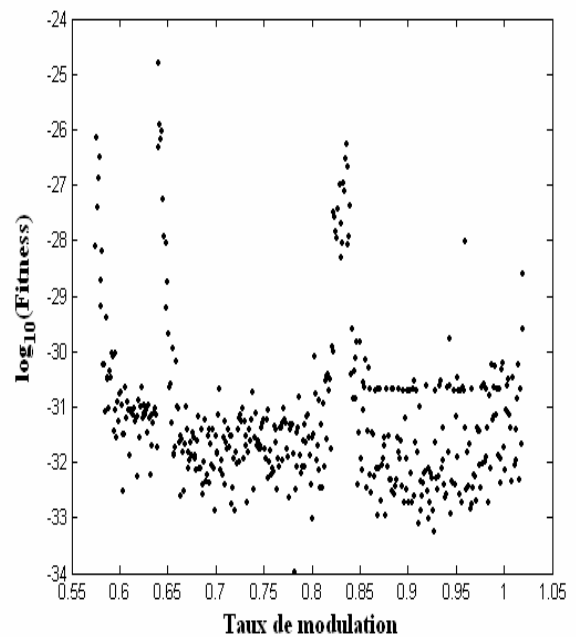


Figure 2.16 Fitness de toutes les solutions (SHEM)

Quand des solutions multiples existent, une possibilité serait de choisir les angles de commutation qui donnent le THD le plus faible. La figure 2.17 représente uniquement les solutions minimisant le THD. La valeur de la fonction d'adaptation représentée par la figure 2.18 montre que les solutions sont calculées avec une précision assez faible.

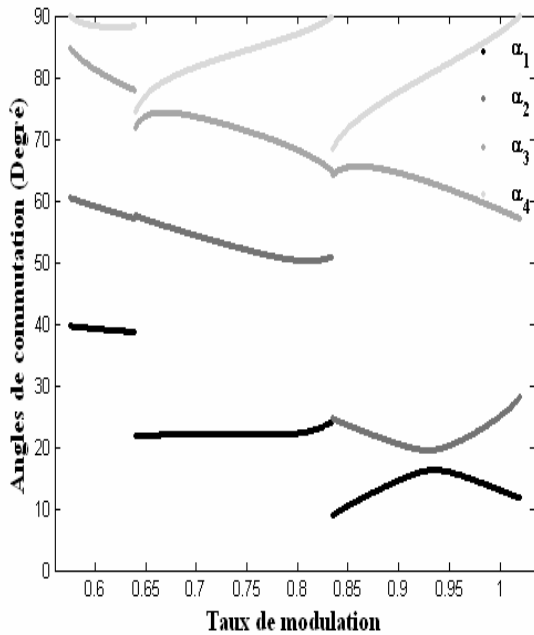


Figure 2.17 Angles de commutation minimisant le THD (SHEM)

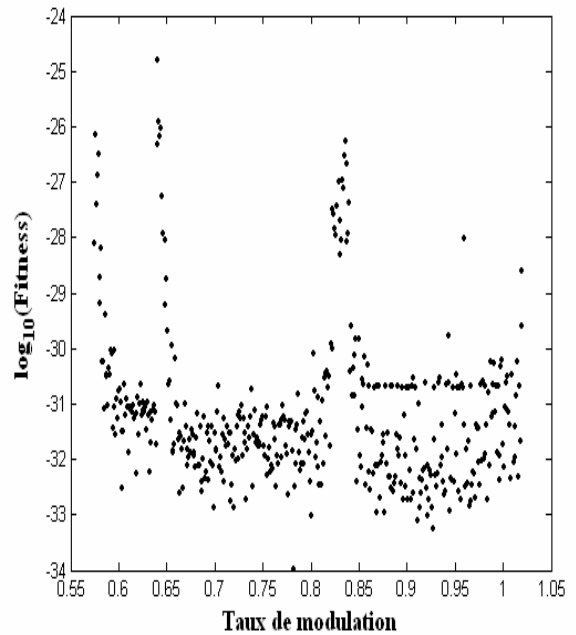


Figure 2.18 Fitness des solutions minimisant le THD (SHEM)

La figure 2.19 donne l'allure du THD de toutes les solutions possibles, alors que le THD le plus faible est représenté à la figure 2.20. Comparé au THD de la technique OHSW, le THD de la technique SHEM est amélioré d'une façon sensible.

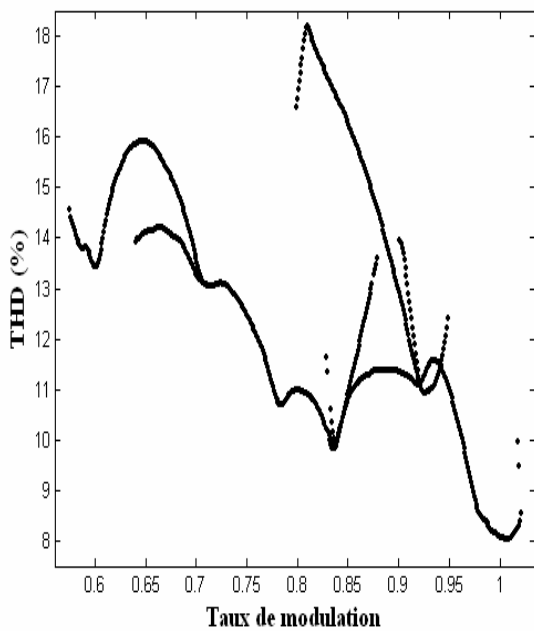


Figure 2.19 THD de toutes les solutions (SHEM)

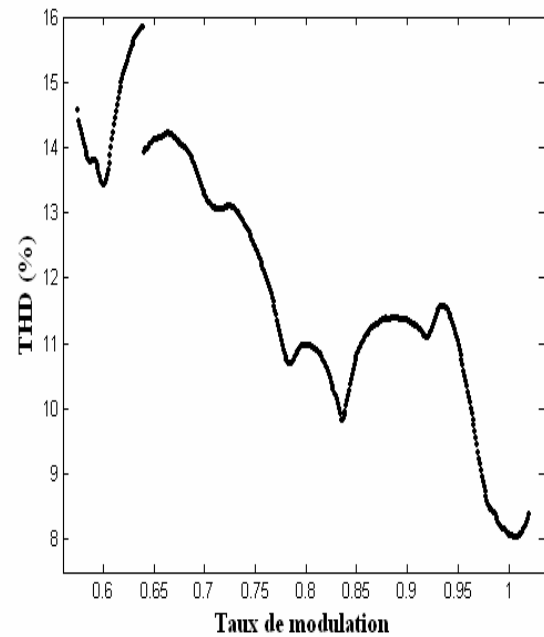


Figure 2.20 THD le plus faible (SHEM)

Des figures 2.21 et 2.22, il apparaît bien que les harmoniques cinq, sept et onze sont nuls et les autres harmoniques admettent de faibles amplitudes par rapport au fondamental.

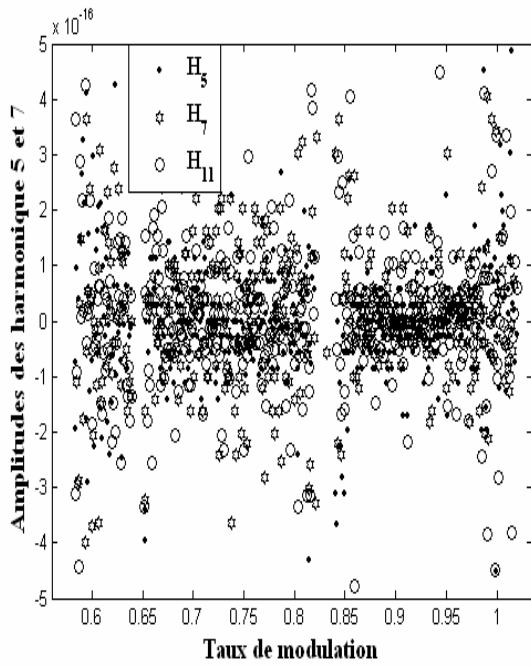


Figure 2.21 Amplitudes des harmoniques éliminés (SHEM)

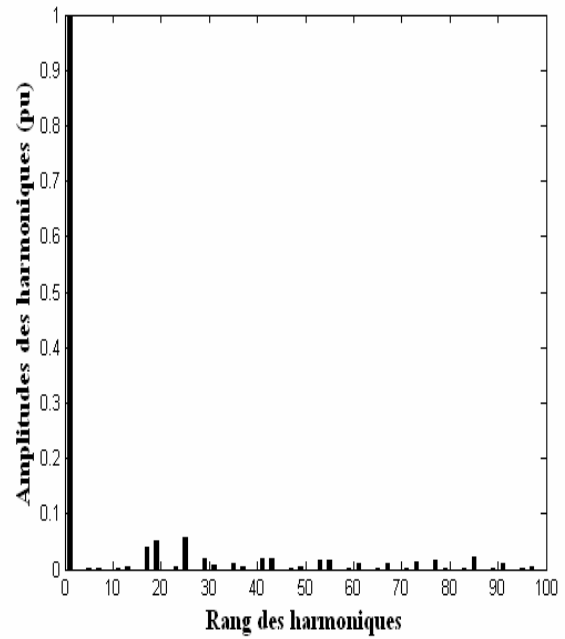


Figure 2.22 Amplitudes des harmoniques éliminés pour r=0.85 (SHEM)

La figure 2.23 donne l'allure de la tension simple et son spectre harmonique dans le cas d'une commande OHSW. L'analyse harmonique de la tension de phase montre que les harmoniques d'ordre cinq et sept sont effectivement disparus.

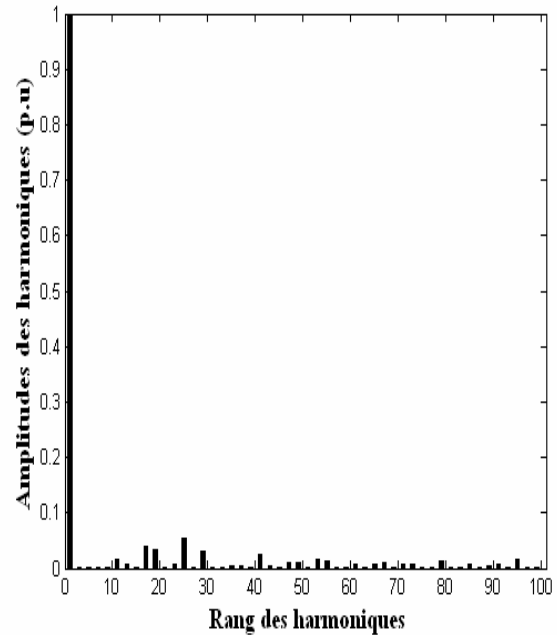
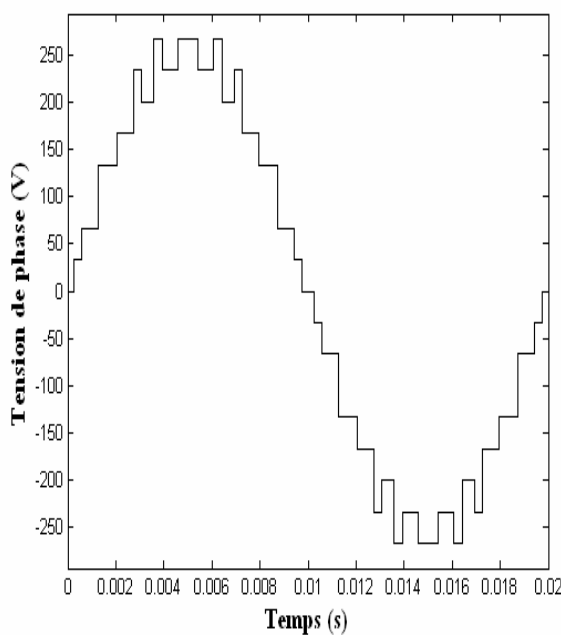


Figure 2.23 Tension simple et son spectre d'harmoniques pour r=0.85 (OHSW)

La figure 2.24 représente les résultats de la conduite de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur à sept niveaux commandé par la stratégie d'élimination des harmoniques cinq et sept lors d'une application d'un couple de charge de 10Nm. Cette figure montre que les ondulations du couple sont fortement réduites en régime permanent. L'élimination des harmoniques de tension de faibles rangs conduit à la réduction des harmoniques du courant statorique donc du couple électromagnétique. En outre, les harmoniques d'ordre supérieurs seront considérablement atténués par l'impédance du moteur.

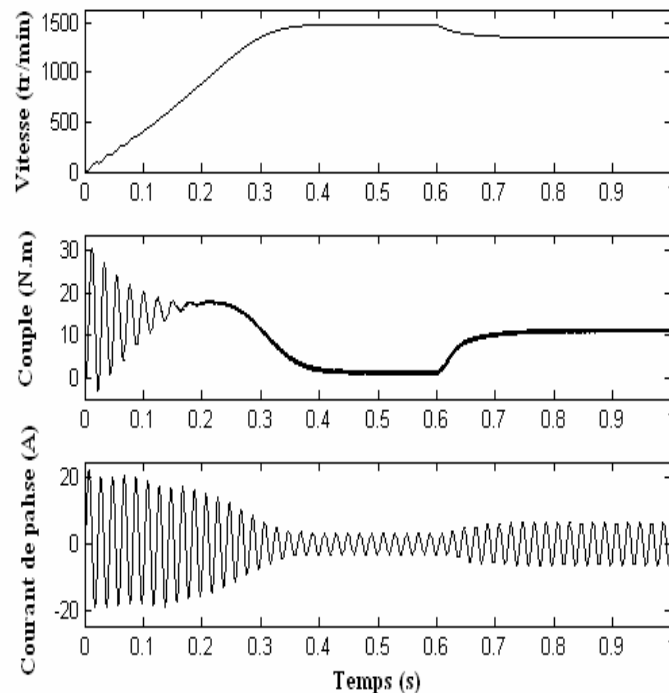


Figure 2.24 Performance de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes commandé par la technique OHSW pour $r=0.85$

2.7 Conclusion

La méthodologie adoptée dans ce chapitre consiste à transformer le problème d'élimination d'harmoniques en un problème d'optimisation. Deux algorithmes d'optimisation sont mis en œuvre pour sa résolution. Il s'agit des algorithmes génétiques à codage réel et les essais particuliers. Les résultats obtenus ont montré que les deux méthodes arrivent à réaliser le même objectif d'une manière très satisfaisante en termes de précision et de nombre d'itérations.

Cependant, on doit noter que l'optimisation par algorithmes génétiques souffre de deux limitations qui s'articulent d'une part sur le choix approprié de ses nombreux paramètres et d'autre part sur la sélection de l'opérateur adéquat parmi plusieurs opérateurs de croisement et mutations possibles. Les outils théoriques indispensables pour effectuer les choix optimaux sont quasi-inexistants.

Remarquablement simple à comprendre, à programmer et à utiliser, PSO se révèle efficace pour les problèmes d'optimisation non linéaires. La puissance de cet algorithme découle de la nature même de son principe fondé sur la notion de coopération entre les particules. PSO semble très performant par rapport aux GAs en termes de la précision des solutions trouvées, du temps de calcul et du nombre de paramètres à ajuster.

Dans ce contexte, les travaux déjà réalisés au sein du LCP ont exploité principalement la méthode de Newton-Raphson [28]. Pour assurer la convergence de cet algorithme, pour n'importe quelle valeur du taux de modulation, de multiples points de départ sont nécessaires. Chaque point de départ est défini dans un intervalle spécifique du taux de modulation. La définition de ces intervalles et les points de départ associés est une opération relativement fastidieuse. Pour cette raison, nous avons exploré la voie qu'offrent les algorithmes génétiques et les essais particuliers appliqués à l'optimisation de la commande de l'onduleur. Ces méthodes ont l'avantage d'être beaucoup moins sensibles au point de départ et aux autres contraintes liées à la dérivation de la fonction à optimiser qui sont propres aux algorithmes d'optimisation classiques.

En effet, de façon générale les métaheuristiques démarrent avec un ensemble de points de départ éparpillés sur tout l'espace de recherche et identifient rapidement les sous domaines susceptibles de contenir le minimum global.

La stratégie d'élimination d'harmoniques offre un taux de distorsion harmonique plus faible par rapport à celui de la stratégie par modulation de largeurs d'impulsions. En outre, cette stratégie permet, non seulement le contrôle du fondamental mais également d'annuler les harmoniques les plus gênants. D'autant plus qu'elle réduit énormément les pertes par commutation ce qui augmente la longévité des composants de puissance.

Du fait la stratégie d'élimination d'harmoniques ne dépend pas de la topologie de l'onduleur utilisé, cette étude est applicable donc à d'autres topologies et peut être étendue facilement à d'autres niveaux de tension.

Jusqu'à présent, nous avons admis que les tensions d'entrée de l'onduleur sont constantes et égales. Or, ce n'est pas toujours le cas, raison pour laquelle le chapitre suivant sera dédié à l'étude des différentes manières pour générer les tensions continues par des redresseurs PWM.

Chapitre 3

Commande par la logique floue type-2 des changeurs de fréquence incluant l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes

3.1 Introduction

La logique floue est une méthode mathématique capable d'émuler le raisonnement humain dans un système physique, de quantifier les informations imprécises de ce dernier et d'obtenir des conclusions basées sur des données vagues et incomplètes. Les systèmes flous sont influencés par plusieurs sources d'incertitude. Les termes linguistiques utilisés dans les prémisses et dans les conséquences des règles peuvent signifier des choses différentes à des personnes différentes, les mesures et les données utilisées pour ajuster les paramètres du système flou peuvent être contaminés de bruit non stationnaire.

Toutes ces incertitudes se traduisent par des fonctions d'appartenance incertaines. Cependant, dans un système flou ordinaire, dit de type-1, les fonctions d'appartenance bidimensionnelles, une fois déterminées, sont totalement précises donc incapable de prendre en charge de telles incertitudes. Pour contourner ce problème, le concept de l'ensemble flou type-2 a été introduit par Zadeh [123] comme extension du concept de l'ensemble flou ordinaire de type-1. Le degré d'appartenance de chaque élément d'un ensemble flou type-2 est lui-même un ensemble flou dans $[0,1]$. De ce fait, un ensemble flou type-2 est tridimensionnel. La troisième dimension offre un degré de liberté additionnel pour la prise en compte des incertitudes dans les termes linguistiques. De tel ensemble, est utilisé dans les circonstances où la forme et/ou l'un des paramètres de la fonction d'appartenance sont incertains. Les ensembles flous type-2 fournissent donc une méthode capable de tenir en compte les incertitudes linguistiques en utilisant des fonctions d'appartenance de type-2.

De nos jours, de nombreuses publications ont été dédiées au système flou type-2. Mizumoto et Tanaka ont étudié l'ensemble des opérations théoriques des ensembles flous type-2 ainsi que les propriétés de ses fonctions d'appartenance [124-125]. Karnik et Mendel ont étendu les travaux de Mizumoto et Tanaka et ont obtenu des algorithmes pour calculer l'union, l'intersection et le complément des ensembles flous type-2. Ils ont développé également le concept du centroïde d'un ensemble flou type-2 et ont parvenu à un algorithme pratique pour le calculer [126-128]. Dubois et Prade ont donné une formule pour la composition des relations floues type-2 comme une extension de la composition sup-star type-1 pour la T-norm minimum [129-130]. Karnik *et al.* ont présenté une formule générale pour l'application de la composition sup-star étendue aux relations floues type-2 [131]. Hisdal a étudié les règles et les ensembles flous intervalles des systèmes flous d'ordre supérieure du type-1 [132]. Liang et Mendel ont développé la théorie des systèmes flous type-2 intervalles, pour différentes types de fuzzification, et ont montré comment les paramètres de tel système flou peuvent être ajustés en utilisant une base de données [133-134]. Plus de discussion sur le système flou type-2 intervalle peuvent être trouvés dans [135-139].

Les systèmes flous type-2 sont applicables à chaque secteur où il est possible d'appliquer les systèmes flous type-1. Plusieurs exemples d'application du système flou type-2 ont été cités dans la littérature. Particulièrement, dans le domaine de commande des systèmes, on repère entre autres: la commande des moteurs diesel utilisés dans les domaines de traction et propulsion navale [140], la commande des robots mobiles autonomes [141-142], la commande par les réseaux de neurones flous [143-144], la commande

du niveau d'un réservoir de liquide [145], la configuration du réseau électrique de distribution [146] et la commande des hacheurs [147].

D'autre part, il a été montré que le fonctionnement de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes repose sur les valeurs des sources de tension coté continu. La substitution de ces sources par des condensateurs alimentés par des redresseurs donne naissance à une structure plus intéressante mais plus complexe. L'évolution non contrôlée des tensions aux bornes des condensateurs peut être néfaste pour le bon fonctionnement de l'onduleur. Ainsi, une méthode de commande est nécessaire afin de maintenir ces tensions à leurs justes valeurs.

Dans ce chapitre, nous allons présenter une méthode de commande basée sur la notion des systèmes flous type-2 pour assurer la stabilité des tensions aux bornes des condensateurs d'entrée de l'onduleur. La première partie de ce chapitre sera consacrée à la théorie des systèmes flous type-2 et à ses concepts fondamentaux. Chaque composante de ce système est analysée d'une façon effective et cohérente. Dans sa deuxième partie, un régulateur flou type-2 est conçu pour l'asservissement des changeurs de fréquence à base de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes.

3.2 Notations et terminologies

3.2.1 Ensemble flou type-2

Dans un univers de discours X , un ensemble flou type-2, noté \tilde{A} , est décrit par une fonction d'appartenance type-2 $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$ tel que $x \in X$ et $u \in J_x \subseteq [0, 1]$. Il peut être représenté comme suit :

$$\tilde{A} = \{ (x, u), 0 \leq \mu_{\tilde{A}}(x, u) \leq 1 \mid \forall x \in X, \forall u \in J_x \subseteq [0, 1] \} \quad (3.1)$$

Avec

$x \in X$: dite variable primaire ;

$u \in J_x$: dite variable secondaire.

L'équation (3.1) montre que la fonction d'appartenance type-2 $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$ est une fonction tridimensionnelle.

Il est possible d'exprimer également l'ensemble type-2 \tilde{A} sous la forme suivante :

$$\tilde{A} = \iint_{x \in X, u \in J_x} \mu_{\tilde{A}}(x, u) / (x, u); J_x \in [0, 1] \quad (3.2)$$

L'intégrale double signifie l'union de toutes les valeurs sur x et u .

3.2.2 Représentation d'une fonction d'appartenance type-2

Une représentation graphique bidimensionnelle d'une fonction d'appartenance type-2 est montrée sur la figure 3.1. Il s'agit de multiples représentations d'une fonction d'appartenance triangulaire type-1 proposées par différents experts. L'exemple suppose qu'il y a N triangles de même sommet et avec différentes bases. Chaque point d'intersection u_i ($i = 1, \dots, N$) de x' avec les fonctions d'appartenance est assigné à un poids w_i relatif au degré d'expertise de chaque expert. De tels poids sont les possibilités liées à chaque triangle à cette valeur de x' [148].

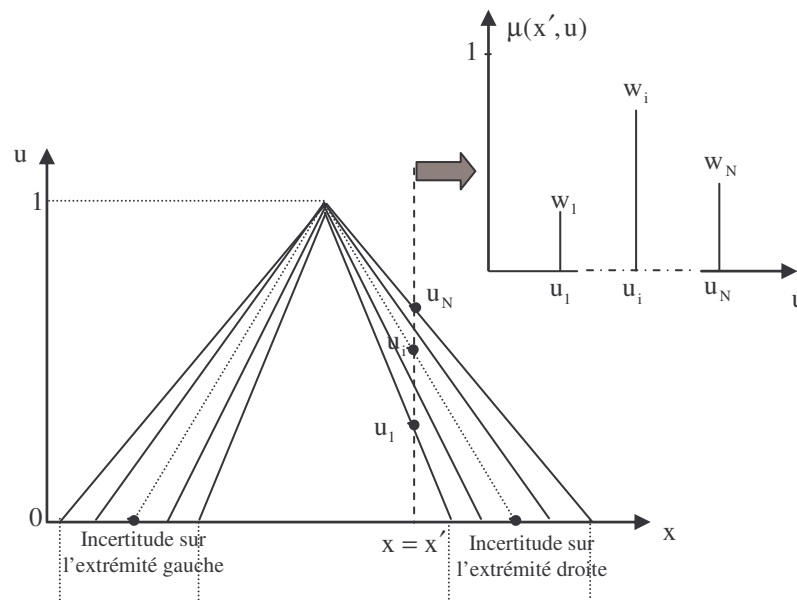


Figure 3.1 Fonction d'appartenance triangulaire avec une base à extrémités incertaines

La figure 3.2 est une représentation tridimensionnelle de la fonction d'appartenance type-2. Dans ce cas x et u sont considérés comme discrets.

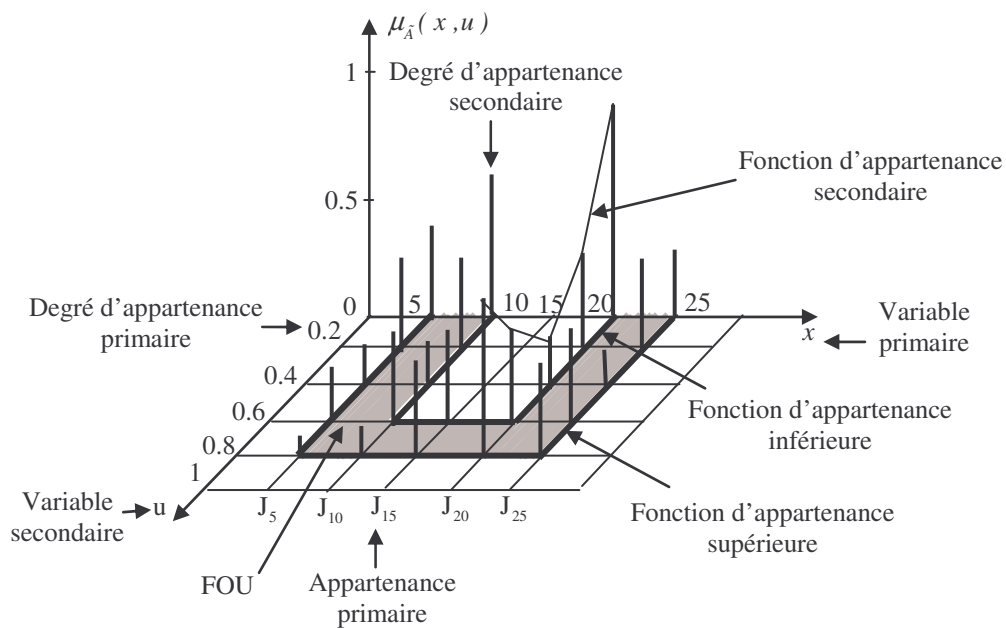


Figure 3.2 Fonction d'appartenance type-2

3.2.3 Coupe verticale

A chaque valeur de x , notée $x = x'$, le plan dont les axes sont u et $\mu(x', u)$ est appelé coupe (tranche) verticale (vertical slice) de $\mu(x, u)$. La fonction d'appartenance type-2 représentée par la figure 3.2 possède cinq coupes verticales. La coupe verticale correspond à $x = 20$ est montrée sur la figure 3.3.

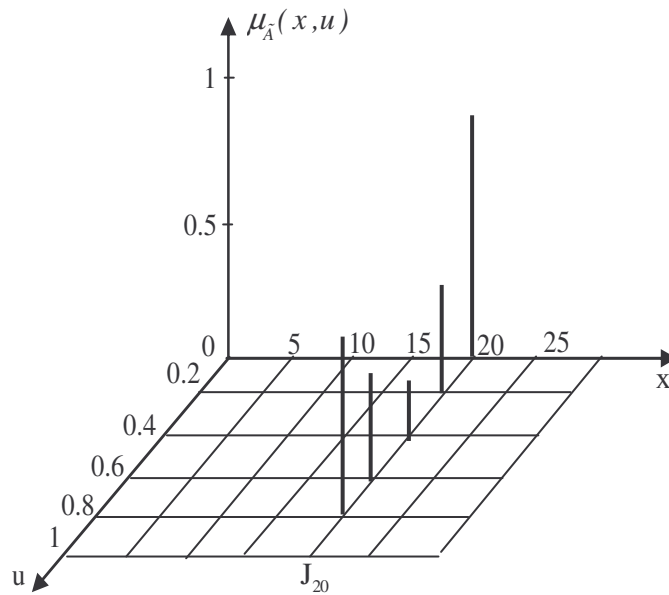


Figure 3.3 Coupe verticale d'une fonction d'appartenance type-2

3.2.4 Fonction d'appartenance secondaire

Une fonction d'appartenance secondaire est une coupe verticale de $\mu_{\tilde{A}}(x, u)$. Elle représente un ensemble secondaire de type-1. Pour tout $x' \in X$ et $\forall u \in J_{x'} \subseteq [0, 1]$, la fonction d'appartenance secondaire est donnée par :

$$\mu_{\tilde{A}}(x', u) \equiv \mu_{\tilde{A}}(x') = \int_{u \in J_{x'}} f_{x'}(u) / u \text{ avec } J_{x'} \in [0, 1] \text{ et } 0 \leq f_{x'}(u) \leq 1 \tag{3.3}$$

Puisque $\forall x' ; x' \in X$, nous pouvons omettre donc le prime dans $\mu_{\tilde{A}}(x')$ et adopter la notation $\mu_{\tilde{A}}(x)$ pour la fonction d'appartenance secondaire, qui est une fonction d'appartenance floue type-1.

En se basant sur le concept des ensembles secondaires, il est possible de réinterpréter un ensemble flou type-2 comme étant l'union de tous les ensembles secondaires, comme suit :

$$\tilde{A} = \{ (x, \mu_{\tilde{A}}(x)) \mid \forall x \in X \} \tag{3.4}$$

Ou encore sous la forme :

$$\tilde{A} = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / x = \int_{x \in X} \left[\int_{u \in J_x} f_x(u) / u \right] / x \text{ avec } J_x \subseteq [0, 1] \tag{3.5}$$

Dans le cas où X et J_x sont discrets, l'équation (3.5) devient :

$$\tilde{A} = \sum_{x_i \in X} \mu_{\tilde{A}}(x_i) / x_i = \sum_{x_i \in X} \left[\sum_{u_i \in J_{x_i}} f_{x_i}(u_i) / u_i \right] / x_i \text{ avec } J_{x_i} \subseteq [0, 1] \tag{3.6}$$

Le nom attribué à la fonction d'appartenance type-2 est associé à celui qui décrit la forme de la fonction d'appartenance secondaire. Une fonction d'appartenance type-2 gaussienne, par exemple, à une fonction d'appartenance secondaire de forme gaussienne. La figure 3.4 montre qu'il n'est pas nécessaire que la fonction d'appartenance primaire soit aussi gaussienne.

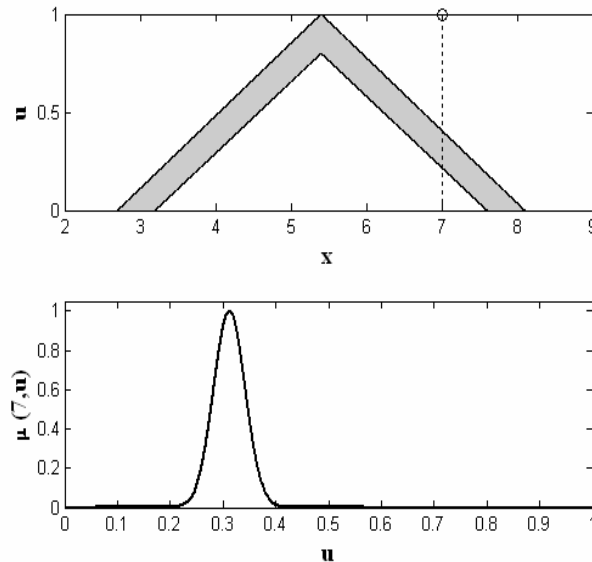


Figure 3.4 Ensemble flou type-2 gaussien

3.2.5 Appartenance primaire

L'appartenance primaire de x dans \tilde{A} , noté J_x , est le domaine de la fonction d'appartenance secondaire. J_x est défini tel que : $\forall x \in X, J_x \subseteq [0, 1]$

3.2.6 Degré d'appartenance secondaire

Le degré d'appartenance secondaire de x dans \tilde{A} , noté $f_x(u)$, est l'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire.

3.2.7 Empreinte d'incertitude

L'empreinte d'incertitude (Footprint Of Uncertainty), notée FOU, est une région bornée qui reflète la présence des incertitudes dans les appartenances primaires d'un ensemble flou type-2. Le FOU d'un ensemble flou type-2 \tilde{A} est l'union de toutes les appartenances primaires :

$$FOU(\tilde{A}) = \bigcup_{x \in X} J_x \quad (3.7)$$

L'empreinte d'incertitude permet de dépeindre graphiquement les ensembles flous type-2 dans un espace bidirectionnel. De cette manière, le FOU vient de surmonter la difficulté liée à la nature tridimensionnelle des fonctions d'appartenance type-2 qui les rend difficiles à représenter.

3.2.8 Fonctions d'appartenance supérieure et inférieure

Les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure sont deux fonctions d'appartenance primaires de type-1. Elles représentent les frontières supérieure et inférieure de la région FOU d'un ensemble flou type-2.

En désignant par $\bar{u}_{\tilde{A}}(x)$ et $\underline{u}_{\tilde{A}}(x)$ les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure respectivement, il vient :

$$\begin{aligned} \bar{u}_{\tilde{A}}(x) &= \overline{FOU(\tilde{A})} & \forall x \in X \\ \underline{u}_{\tilde{A}}(x) &= \underline{FOU(\tilde{A})} & \forall x \in X \end{aligned} \quad (3.8)$$

3.2.9 Fonction d'appartenance principale

Une fonction d'appartenance principale d'un ensemble flou type-2, notée $\mu_{\tilde{A}}^{prin}(x)$, est définie comme étant l'union de tous les points qui satisfaits la condition suivante :

$$\mu_{\tilde{A}}^{prin}(x) = \int_{x \in X} u/x, \quad \forall x \in X, u \in J_x \subseteq [0,1], f_x(u) = 1 \quad (3.9)$$

3.2.10 Ensemble encadré type-2

En supposant que la variable primaire x est discrétisée en N valeurs x_1, x_2, \dots, x_N , et chaque appartenance primaire J_{x_i} ($i = 1, \dots, N$) est discrétisée en M_i valeurs $u_{i1}, u_{i2}, \dots, u_{iM_i}$. Chaque ensemble encadré type-2 (type-2 embedded set) d'un ensemble flou type-2 contient un élément u_{ik} ($k = 1, \dots, M_i$) de chaque J_{x_i} ($i = 1, \dots, N$) possédant un degré d'appartenance secondaire $f_{x_i}(u_{ik})$. Le j^{me} ensemble encadré, noté par \tilde{A}_e^j , est donné par :

$$\tilde{A}_e^j = \{ (x_i, (u_i^j, f(u_i^j))), u_i^j \in J_{x_i} = \{ u_{ik}, k = 1, \dots, M_i \} \subseteq [0,1], i = 1, \dots, N \} \quad (3.10)$$

L'ensemble \tilde{A}_e^j peut être exprimé aussi par :

$$\tilde{A}_e^j = \sum_{i=1}^N [f_{x_i}(u_i^j) / u_i^j] / x_i; \quad u_i^j \in J_{x_i} = \{ u_{ik}, k = 1, \dots, M_i \} \subseteq [0,1] \quad (3.11)$$

L'ensemble flou type-2 \tilde{A} peut être considéré comme étant l'union de tous ses ensembles encadrés type-2¹.

$$\tilde{A} = \sum_{j=1}^n \tilde{A}_e^j \text{ avec } n = \prod_{i=1}^N M_i \quad (3.12)$$

La figure 3.5 représente l'un des 1250 ensembles encadrés type-2 de la fonction d'appartenance type-2 de la figure 3.2. Cependant, il faut noter que pour un ensemble flou type-2 continu il y a une infinité d'ensembles encadrés type-2. Dans ce cas, le concept d'ensemble encadré n'est pas très utile [149].

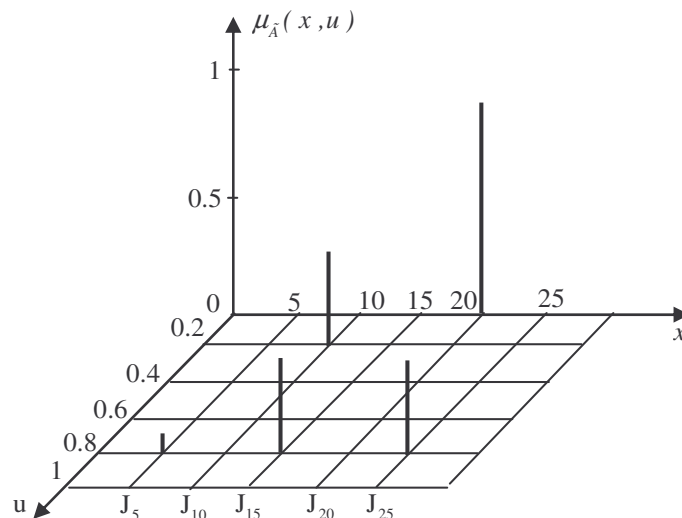


Figure 3.5 Représentation tridimensionnelle d'un ensemble encadré type-2

¹ La somme dans (3.12) représente l'union

3.2.11 Ensemble encastré type-1

En admettant que la variable primaire x est discrétisée en N valeurs x_1, x_2, \dots, x_N , et chaque appartenance primaire J_{x_i} ($i = 1, \dots, N$) est discrétisée en M_i valeurs $u_{i1}, u_{i2}, \dots, u_{iM_i}$. Le $j^{\text{ème}}$ ensemble encastré type-1, noté par A_e^j , est donné par :

$$\tilde{A}_e^j = \{ (x_i, u_i^j), u_i^j \in J_{x_i} = \{ u_{ik}, k = 1, \dots, M_i \} \subseteq [0, 1], i = 1, \dots, N \} \quad (3.13)$$

L'ensemble A_e^j peut être exprimé également par :

$$A_e^j = \sum_{i=1}^N u_i^j / x_i ; u_i^j \in J_{x_i} = \{ u_{ik}, k = 1, \dots, M_i \} \subseteq [0, 1] \quad (3.14)$$

L'ensemble A_e^j est l'union de toutes les appartenances primaires de \tilde{A}_e^j . Il y a en total $\prod_{i=1}^N M_i$ ensembles encastrés type 1 dans un ensemble flou type-2.

3.3 Opérations sur les ensembles flous type-2

Les degrés d'appartenance des ensembles flous type-2 sont des ensembles flous type-1, donc afin d'effectuer des opérations comme l'union et l'intersection sur les ensembles flous type-2 nous devons en pouvoir calculer les opérations des T-norm et T-conorm entre les ensembles flous type-1. Ceci peut être réalisé en utilisant le principe d'extension de Zadeh qui constitue la base mathématique des opérations sur les ensembles flous type-2.

3.3.1 Principe d'extension

Soient A_1, \dots, A_n , n ensembles flous type-1 dont les univers de discours sont X_1, \dots, X_n respectivement. Le principe d'extension de Zadeh annonce que l'image des ensembles A_1, \dots, A_n sous une relation f est un ensemble flou type-1 défini par :

$$f(A_1, \dots, A_n) = \int_{x_1 \in X_1} \dots \int_{x_n \in X_n} \mu_{A_1}(x_1) * \dots * \mu_{A_n}(x_n) / f(x_1, \dots, x_n) \quad (3.15)$$

Où $*$ dénote la T-norm choisie et $\mu_{A_i}(x_i)$ est le degré d'appartenance de x_i à l'ensemble A_i .

3.3.2 L'union des ensembles flous type-2 (opération JOIN)

Considérant deux ensembles flous type-2 \tilde{A} et \tilde{B} définis sur l'univers de discours X , et caractérisés par leurs fonctions d'appartenance secondaires $\mu_{\tilde{A}}(x)$ et $\mu_{\tilde{B}}(x)$ respectivement.

L'union de \tilde{A} et \tilde{B} , notée $\tilde{A} \cup \tilde{B}$, est un ensemble flou type-2 dont la fonction d'appartenance $\mu_{\tilde{A} \cup \tilde{B}}(x, v)$ est définie par :

$$\tilde{A} \cup \tilde{B} \Leftrightarrow \mu_{\tilde{A} \cup \tilde{B}}(x, v) = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A} \cup \tilde{B}}(x) / x = \int_{x \in X} \left[\int_{v \in J_x^{\tilde{A} \cup \tilde{B}} \subseteq [0, 1]} h_x(v) / v \right] / x \quad (3.16)$$

Où $h_x(v)$ représente le degré d'appartenance secondaire de l'ensemble d'union et $J_x^{\tilde{A} \cup \tilde{B}}$ indique l'appartenance primaire de l'ensemble flou type-2 $\tilde{A} \cup \tilde{B}$. La fonction d'appartenance secondaire de l'ensemble d'union est :

$$\int_{v \in J_x^{\tilde{A} \cup \tilde{B}}} h_x(v)/v = f \left(\int_{u \in J_x^{\tilde{A}} \subseteq [0,1]} f_x(u)/u, \int_{w \in J_x^{\tilde{B}} \subseteq [0,1]} g_x(w)/w \right) \equiv f(\mu_{\tilde{A}}(x), \mu_{\tilde{B}}(x)) \quad (3.17)$$

Où $f_x(u)$ et $g_x(w)$ sont les degrés d'appartenance secondaires des ensembles \tilde{A} et \tilde{B} . Alors que $J_x^{\tilde{A}}$ et $J_x^{\tilde{B}}$ représentent les appartenances primaires de \tilde{A} et \tilde{B} respectivement.

Comme l'union de deux ensembles flous type-1 est la T-conorm de leurs fonctions d'appartenance, la relation f dans (3.17) ne peut être que la T-conorm des deux ensembles flous secondaires $\mu_{\tilde{A}}(x)$ et $\mu_{\tilde{B}}(x)$. En appliquant le principe d'extension sur l'équation (3.17), il vient :

$$f \left(\int_{u \in J_x^{\tilde{A}} \subseteq [0,1]} f_x(u)/u, \int_{w \in J_x^{\tilde{B}} \subseteq [0,1]} g_x(w)/w \right) = \int_{u \in J_x^{\tilde{A}} w \in J_x^{\tilde{B}}} f_x(u) * g_x(w) / f(u, w) \equiv \mu_{\tilde{A}}(x) \cup \mu_{\tilde{B}}(x) \quad (3.18)$$

Où \cup dénote l'opération JOIN. Si f désigne l'opération maximum, notée \vee , la fonction d'appartenance secondaire de l'ensemble d'union est :

$$\mu_{\tilde{A} \cup \tilde{B}}(x) = \int_{u \in J_x^{\tilde{A}} w \in J_x^{\tilde{B}}} f_x(u) * g_x(w) / (u \vee w); \quad x \in X \quad (3.19)$$

Dans le cas discret, l'équation (3.19) est réécrite sous la forme :

$$\mu_{\tilde{A} \cup \tilde{B}}(x) = \sum_{u_i \in J_x^{\tilde{A}}} \sum_{w_j \in J_x^{\tilde{B}}} f_x(u_i) * g_x(w_j) / (u_i \vee w_j) \quad (3.20)$$

3.3.3 L'intersection des ensembles flous type-2 (opération MEET)

L'intersection de \tilde{A} et \tilde{B} , notée $\tilde{A} \cap \tilde{B}$, est un ensemble flou type-2 dont la fonction d'appartenance $\mu_{\tilde{A} \cap \tilde{B}}(x, v)$ est définie par :

$$\tilde{A} \cap \tilde{B} \Leftrightarrow \mu_{\tilde{A} \cap \tilde{B}}(x, v) = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A} \cap \tilde{B}}(x) / x \quad (3.21)$$

Par un raisonnement similaire à celui du paragraphe 3.3.2, la fonction d'appartenance secondaire de l'ensemble d'intersection est exprimée par :

$$\mu_{\tilde{A} \cap \tilde{B}} = \int_{u \in J_x^{\tilde{A}} w \in J_x^{\tilde{B}}} f_x(u) * g_x(w) / (u \wedge w) \equiv \mu_{\tilde{A}}(x) \cap \mu_{\tilde{B}}(x) \quad (3.22)$$

Où \cap indique l'opération MEET et \wedge représente l'opération min.

La version discrète de l'équation (3.22) est donnée par :

$$\mu_{\tilde{A} \cap \tilde{B}}(x) = \sum_{u_i \in J_x^{\tilde{A}}} \sum_{w_j \in J_x^{\tilde{B}}} f_x(u_i) * g_x(w_j) / (u_i \wedge w_j) \quad (3.23)$$

3.3.4 Complément d'un ensemble flou type-2 (opération NEGATION)

Le complément de \tilde{A} , noté \tilde{A}^c , est un ensemble flou type-2 associé à une fonction d'appartenance $\mu_{\tilde{A}^c}(x, v)$ définie par :

$$\tilde{A}^c \Leftrightarrow \mu_{\tilde{A}^c}(x, v) = \int_{x \in X} \mu_{\tilde{A}}(x) / x \quad (3.24)$$

En appliquant le principe d'extension, la fonction d'appartenance secondaire de l'ensemble complément est :

$$\mu_{\tilde{A}^c}(x) = \int_{u \in J_x^{\tilde{A}^c}} f_x(u) / (1-u) \equiv \neg \mu_{\tilde{A}}(x); x \in X \quad (3.25)$$

Où \neg dénote l'opération de NEGATION.

Dans le cas discret, l'équation (3.25) devient :

$$\mu_{\tilde{A}^c}(x) = \sum_{u_i \in J_x^{\tilde{A}^c}} f_x(u_i) / (1-u_i) \quad (3.26)$$

3.4 Système flou type-2 général

Un système flou peut être considéré comme type-2 si l'un de ses ensembles flous du prémisses ou de la conséquence est de type-2. La structure générale d'un système flou type-2 (type-2 fuzzy system : T2FS) est représentée par la figure 3.6:

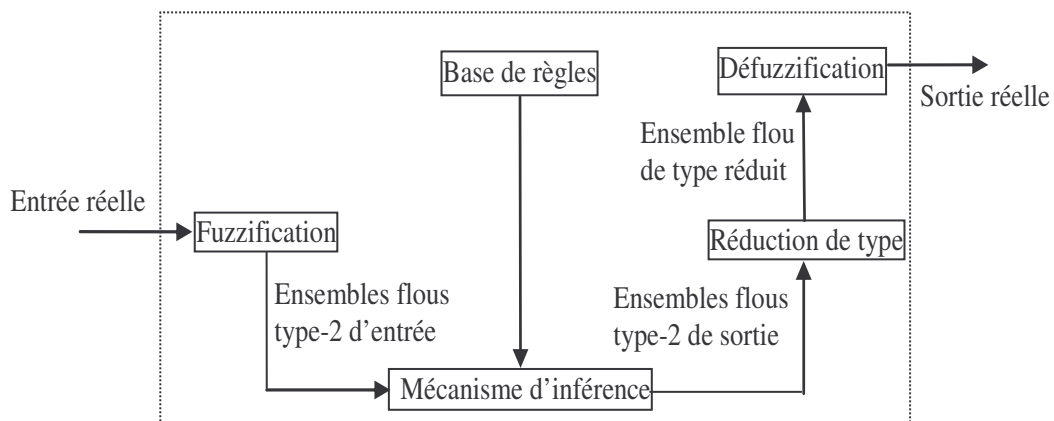


Figure 3.6 Structure d'un système flou type-2

Cette structure est similaire à celle du système flou type-1. Cependant, leurs différences résident dans :

- Le type des fonctions d'appartenance utilisées ;
- La procédure de défuzzification adoptée. Dans un T2FS, un bloc de réduction de type est indispensable pour convertir l'ensemble flou type-2 de la sortie à un ensemble flou type-1.

3.4.1 Fuzzification

La fuzzification peut être de type singleton ou de type non-singleton. Dans une fuzzification singleton, l'entrée du système flou est considérée comme certaine. Par contre, dans une fuzzification non-singleton, l'entrée du système flou est incertaine. Pour simplifier, seule la fuzzification singleton est adoptée par la suite de cette étude.

3.4.2 Règles

Considérons un T2FS de p entrées $x_1 \in X_1, \dots, x_p \in X_p$, une seule sortie $y \in Y$, et M règles de la forme "SI-ALORS". Où X_i et Y sont les univers de discours de l'entrée x_i et la sortie y respectivement. La l^{eme} règle possède la forme suivante :

$$R^l : \text{SI } x_1 \text{ est } \tilde{F}_1^l \text{ et } \dots \text{ et } x_p \text{ est } \tilde{F}_p^l \text{ ALORS } y \text{ est } \tilde{G}^l, \quad l=1, \dots, M \quad (3.27)$$

Tel que $\tilde{F}_i^l, i=1, \dots, p$ et \tilde{G}^l sont les ensembles flous des prémisses et de la conséquence respectivement. La règle R^l représente une relation floue type-2 entre l'espace d'entrée $X_1 \times \dots \times X_p$ et l'espace de sortie Y .

3.4.3 Inférence

La relation (3.27) est interprétée comme étant une implication floue type-2 définie par :

$$R^l : \tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \rightarrow \tilde{G}^l \quad (3.28)$$

Cette relation est décrite par la fonction d'appartenance suivante :

$$\mu_{R^l}(x_1, \dots, x_p, y) = \mu_{\tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \rightarrow \tilde{G}^l}(x_1, \dots, x_p, y) = \left[\bigcap_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i) \right] \cap \mu_{\tilde{G}^l}(y) \quad (3.29)$$

Où $\tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l$ dénote le produit cartésien de $\tilde{F}_1^l, \dots, \tilde{F}_p^l$.

3.4.4 Méthodes de réduction de type

La réduction de type combine tous les ensembles flous type-2 issus de la base de règle et transforme l'ensemble flou type-2 qui en résulte à un ensemble flou type-1. L'ensemble flou type-1 obtenu est nommé l'ensemble flou de type réduit.

3.4.4.1 Méthode du centroïde

L'agrégation des ensembles flous type-2 de toutes les sorties des M règles, conduit à l'ensemble d'union suivant :

$$\tilde{B} = \bigcup_{l=1}^M \tilde{B}^l \quad (3.30)$$

Où $\tilde{B}^l \equiv \tilde{F}_1^l \times \dots \times \tilde{F}_p^l \rightarrow \tilde{G}^l$ dénote l'ensemble de sortie de la l^{eme} règle.

L'ensemble \tilde{B} est caractérisé par sa fonction d'appartenance secondaire :

$$\mu_{\tilde{B}}(y) = \bigcup_{l=1}^M \mu_{\tilde{B}^l}(y), \quad \forall y \in Y \quad (3.31)$$

Où $\mu_{\tilde{B}^l}(y)$ est la fonction d'appartenance secondaire de la l^{eme} règle définie par l'équation (3.29).

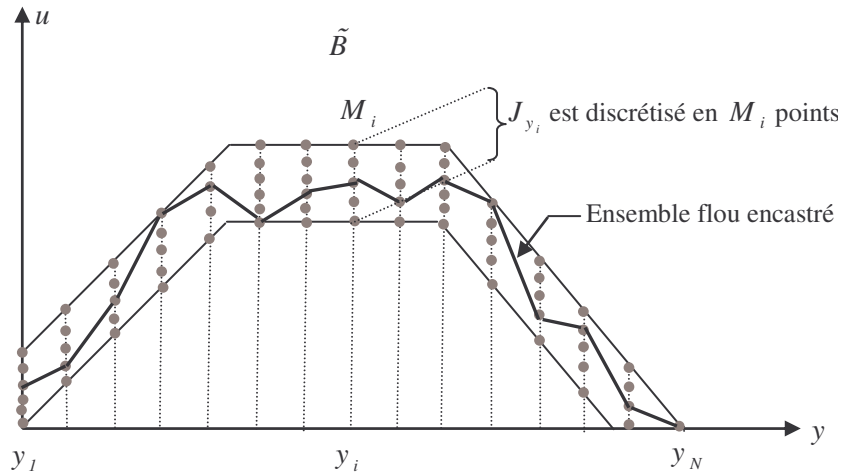


Figure 3.7 Discretisation de l'ensemble de sortie combinée

Les étapes de calcul du centroïde de l'ensemble de sortie \tilde{B} sont :

1. Calculer la sortie combinée en utilisant l'équation (3.31) ;
2. Discrétiser l'espace de sortie Y en N points y_1, \dots, y_N ;
3. Discrétiser le domaine d'appartenance primaire J_{y_i} de chaque $\mu_{\tilde{B}}(y_i)$ en M_i points ;
4. Enumérer tous les ensembles flous type-1 encastrés dans \tilde{B} . La figure 3.7 montre qu'il y a

$$n_B = \prod_{i=1}^N M_i \text{ ensembles encastrés ;}$$

5. Calculer le centroïde de chaque ensemble encastré énuméré et de lui associer un degré d'appartenance secondaire égale à la T-norm des appartenances secondaires correspondantes à ces ensembles flous type-1 encastrés.

Le concept du centroïde de l'ensemble flou type-2 \tilde{B} , noté $Y_c(x)$, peut être défini en utilisant le principe d'extension [150-151] comme suit :

$$Y_c(x) = \frac{\int \dots \int_{u_1 \dots u_N} [f_{y_1}(u_1) * \dots * f_{y_N}(u_N)] \sum_{i=1}^N y_i u_i}{\sum_{i=1}^N u_i} \quad (3.32)$$

Où $u_i \in J_{y_i} = \{u_{i1}, \dots, u_{iM_i}\}$, $f_{y_i}(u_i)$ c'est l'appartenance secondaire de u_i , $i = 1, \dots, N$ et $*$ indique la T-norm choisie.

Si deux (ou plus) ensembles flous type-1 encastrés ont le même centroïde, nous conservant celui possédant le plus grand degré d'appartenance secondaire [152]. L'équation (3.32) est réécrite sous la forme suivante :

$$Y_c(x) = \int \text{Sup}_{(u_1, \dots, u_N)} [f_{y_1}(u_1) * \dots * f_{y_N}(u_N)] / y$$

$$\text{avec } y = \frac{\sum_{i=1}^N y_i u_i}{\sum_{i=1}^N u_i} \quad (3.33)$$

La procédure de calcul de l'ensemble de type réduit par la méthode du centroïde nécessite n_B opérations ce qui le rend peu pratique.

3.4.4.2 Méthode du centre de la somme

Dans ce cas, l'ensemble de sortie combinée est obtenu par l'addition de tous les ensembles flous de sortie des M règles :

$$\tilde{B} = \sum_{l=1}^M \tilde{B}^l \quad (3.34)$$

La fonction d'appartenance secondaire de l'ensemble \tilde{B} est :

$$\mu_{\tilde{B}}(y) = \sum_{l=1}^M \mu_{\tilde{B}^l}(y), \quad \forall y \in Y \quad (3.35)$$

Les séquences nécessaires pour calculer le centroïde $Y_{cs}(x)$ de l'ensemble \tilde{B} sont identiques à celles présentées dans le calcul de $Y_c(x)$.

3.4.4.3 Méthode de la hauteur

Dans cette méthode, chaque ensemble de sortie est remplacé par un singleton type-2 situé à \bar{y}^l , où \bar{y}^l est choisi comme étant le point possédant l'appartenance primaire la plus élevée avec une appartenance secondaire égale à 1.

Le degré d'appartenance secondaire de \bar{y}^l dans l'ensemble de sortie de la l^{eme} règle est :

$$\mu_{\tilde{B}^l}(\bar{y}^l) = \mu_{\tilde{G}^l}(\bar{y}^l) \cap \left[\bigcap_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^l}(x_i) \right] \quad (3.36)$$

La procédure de calcul de l'ensemble type réduit $Y_h(x)$ est résumée dans les points suivants :

1. Choisir \bar{y}^l pour chaque ensemble de sortie $l = 1, \dots, M$ et calculer $\mu_{\tilde{B}^l}(\bar{y}^l)$ en utilisant (3.36) ;
2. Discrétiser le domaine $J_{\bar{y}^l}$ de chaque ensemble $\mu_{\tilde{B}^l}(\bar{y}^l)$ en M_i points ;
3. Enumérer toutes les combinaisons possibles $\{u_1, \dots, u_M\}$, tel que $u_l \in \mu_{\tilde{B}^l}(\bar{y}^l)$. Il y a

$$\prod_{i=1}^M M_i \text{ combinaisons.}$$

4. Calculer l'ensemble type réduit $Y_h(x)$ en utilisant l'équation suivante :

$$Y_h(x) = \int \dots \int_{u_1 \dots u_M} \text{Sup} \left[f_{\bar{y}^1}(u_1) * \dots * f_{\bar{y}^M}(u_M) \right] \frac{\sum_{l=1}^M \bar{y}^l u_l}{\sum_{l=1}^M u_l} \quad (3.37)$$

Avec $u_l \in J_{\bar{y}^l} = \{u_{l1}, \dots, u_{lM_i}\}$; $l = 1, \dots, M$

La méthode de la hauteur nécessite moins de calculs par rapport à la méthode du centre, car généralement nous avons :

$$\prod_{i=1}^M M_i \leq \prod_{i=1}^N M_i, \quad \text{avec } M \leq N \quad (3.38)$$

Où M c'est le nombre de règles et N est le nombre de points discrets de l'espace de sortie Y dans le cas de la méthode du centroïde.

3.4.4.4 Méthode des centres d'ensembles

Dans cette méthode, chaque ensemble de la conséquence \tilde{G}^l est remplacé par son centroïde. Si l'ensemble de sortie \tilde{G}^l est de type-2, son centroïde $C_{\tilde{G}^l}$ est un ensemble flou type-1. Puis la moyenne pondérée de tous les centroïdes est calculée, en associant à chaque centroïde $C_{\tilde{G}^l}$ un poids égale au degré d'activation de la l^{eme} règle donnée par $E_l(x) = \prod_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i^l}(x)$. La procédure de calcul de l'ensemble type réduit $Y_{ce}(x)$ est :

1. Discrétiser l'espace de sortie Y en N points et calculer en off-line le centroïde $C_{\tilde{G}^l}$ de chaque ensemble de la conséquence en utilisant l'équation (3.32) ;
2. Calculer l'ensemble d'activation type-1 $E_l(x)$ associé à l'antécédant de la l^{eme} règle ;
3. Discrétiser le domaine de chaque centroïde $C_{\tilde{G}^l}$ en M_l points, $l = 1, \dots, M$;
4. Discrétiser le domaine de chaque ensemble $E_l(x)$ en N_l points, $l = 1, \dots, M$;
5. Enumérer toutes les combinaisons possibles $\{c_1, \dots, c_M, e_1, \dots, e_M\}$ tel que $c_l \in C_{\tilde{G}^l}$ et $e_l \in E_l$. Le nombre total des combinaisons sera $\prod_{l=1}^M M_l N_l$;
6. Calculer l'ensemble type réduit $Y_{ce}(x)$ en utilisant l'équation suivante :

$$Y_{ce}(x) = \int \dots \int_{c_1} \int \dots \int_{c_M} \int \dots \int_{e_1} \int \dots \int_{e_M} \text{Sup} \left[\mathfrak{S}_{l=1}^M \mu_{C_{\tilde{G}^l}}(c_l) * \mathfrak{S}_{l=1}^M \mu_{E_l}(e_l) \right] \left/ \frac{\sum_{l=1}^M c_l e_l}{\sum_{l=1}^M e_l} \right. \quad (3.39)$$

Où \mathfrak{S} et $*$ indiquent les T-norm choisies.

3.4.5 Défuzzification

La défuzzification permet de transformer la sortie linguistique de la réduction de type à une variable numérique applicable physiquement. Plusieurs méthodes de défuzzification ont été proposées dans la littérature [153-154]. Mais les deux méthodes les plus utilisées sont:

3.4.5.1 Méthode de la moyenne des maxima

Cette méthode consiste à déterminer les points maxima de la fonction d'appartenance type-1 issue de la réduction de type et à trouver la moyenne de ces points qui est la valeur réelle de la sortie du système flou type-2. Dans un espace de sortie discret, la sortie y_{MM}^* se calcule par :

$$y_{MM}^* = \sum_{j=1}^n \frac{w_j}{n} \quad (3.40)$$

Où w_j est le point où la fonction de type réduit atteint le maximum et n est le nombre des maxima.

3.4.5.2 Méthode du centre de gravité

Cette méthode donne la valeur la plus représentative de la fonction type réduit puisqu'elle tient compte de sa forme géométrique. Le défuzzificateur détermine l'abscisse du centre de gravité y_{CG}^* de la fonction floue type réduit selon l'expression :

$$y_{CG}^* = \frac{\int y \mu_Y (y) dy}{\int \mu_Y (y) dy} \tag{3.41}$$

En pratique, on estime le centre de gravité en calculant la moyenne d'un certain nombre de points échantillonnés y_i sur la fonction comme suit :

$$y_{CG}^* = \frac{\sum_i y_i \mu_Y (y_i)}{\sum_i \mu_Y (y_i)} \tag{3.42}$$

3.5 Système flou type-2 intervalle

3.5.1 Ensemble flou type-2 intervalle

Dans un ensemble flou type-2 intervalle \tilde{A} toutes les appartenances secondaires sont égale à 1, ce qui reflète, l'uniformité des incertitudes dans les appartenances primaires. Il en résulte que la fonction d'appartenance secondaire devient une fonction intervalle définie par [155-157]:

$$\mu_{\tilde{A}}(x) = \int_{u \in J_x = [\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x), \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x)]} \frac{1}{u} \tag{3.43}$$

Un ensemble flou type-1 intervalle peut être représenté par les extrémités à droite et à gauche de son intervalle de définition. Les deux extrémités sont associées aux fonctions d'appartenance supérieure et inférieure qui délimitent la région FOU comme le montre la figure 3.8.

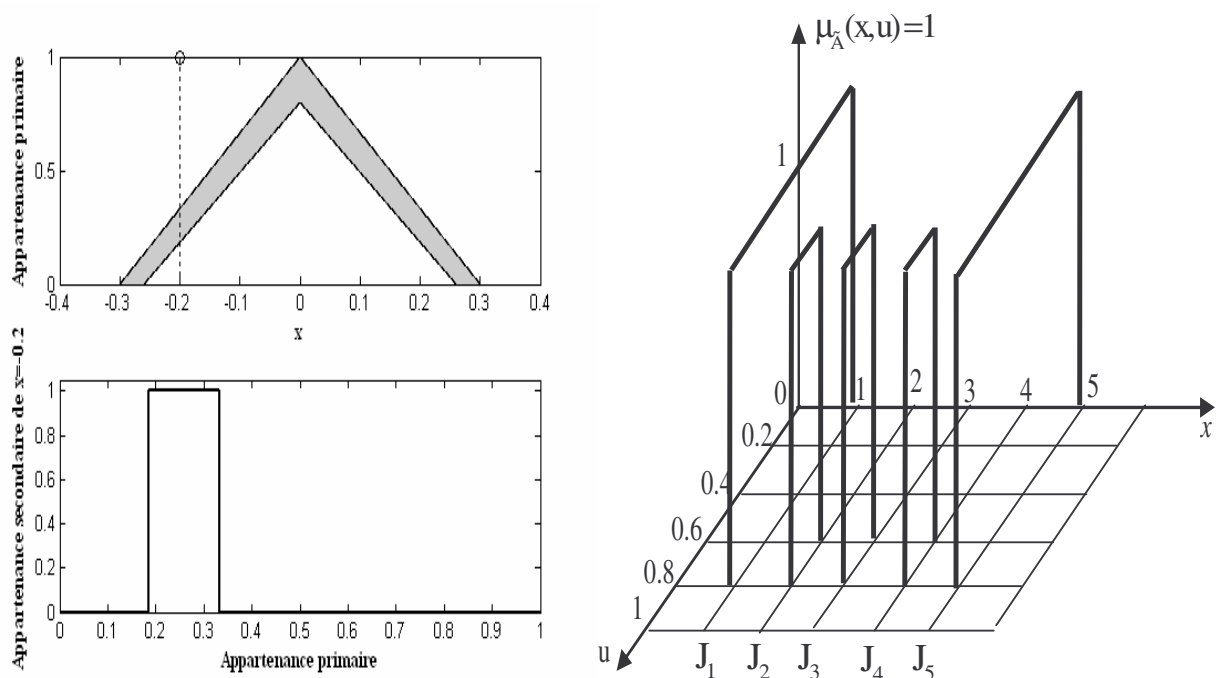


Figure 3.8 Ensembles flou type-2 intervalle

3.5.2 Opérations MEET et JOIN

- L'opération MEET sous la T-norm produit ou minimum entre n ensembles flous type-1 intervalles A_1, \dots, A_n ayant comme domaines $[l_1, r_1], \dots, [l_n, r_n]$ respectivement, où $[l_i, r_i] \subseteq [0, 1]$, $i = 1, \dots, n$ est un ensemble intervalle sur le domaine $[l_1 * \dots * l_n, r_1 * \dots * r_n]$ tel que :

$$\bigcap_{i=1}^n A_i = \int_{w \in [l_1 * \dots * l_n, r_1 * \dots * r_n]} \frac{1}{w} \quad (3.44)$$

Où $*$ dénote la T-norm choisie.

- L'opération JOIN entre n ensembles type-1 intervalle est un ensemble intervalle sur le domaine $[l_1 \vee \dots \vee l_n, r_1 \vee \dots \vee r_n]$ tel que :

$$\bigcup_{i=1}^n A_i = \int_{w \in [l_1 \vee \dots \vee l_n, r_1 \vee \dots \vee r_n]} \frac{1}{w} \quad (3.45)$$

Où \vee dénote l'opération max.

3.5.3 Inférence

Dans un système flou type-2 intervalle utilisant la T-norm produit ou minimum, l'ensemble d'activation de la prémisse de la l^{eme} règle $\bigcap_{i=1}^p \mu_{\tilde{F}_i} = F^l(x_1, \dots, x_p)$ se réduit à un intervalle d'activation déterminé par ses deux points extrêmes $\underline{f}^l(x_1, \dots, x_n)$ et $\bar{f}^l(x_1, \dots, x_n)$ comme suit :

$$F^l(x_1, \dots, x_n) = [\underline{f}^l(x_1, \dots, x_n), \bar{f}^l(x_1, \dots, x_n)] \equiv [\underline{f}^l, \bar{f}^l] \quad (3.46)$$

avec \underline{f}^l et \bar{f}^l sont données par :

$$\begin{aligned} \underline{f}^l &= \underline{\mu}_{\tilde{F}_1}(x_1) * \dots * \underline{\mu}_{\tilde{F}_p}(x_p) \\ \bar{f}^l &= \bar{\mu}_{\tilde{F}_1}(x_1) * \dots * \bar{\mu}_{\tilde{F}_p}(x_p) \end{aligned} \quad (3.47)$$

Où $*$ c'est la T-norm choisie.

L'ensemble de sortie $\mu_{\tilde{B}^l}(y)$ de la l^{eme} règle activée R^l est un ensemble flou type-2 donné par :

$$\mu_{\tilde{B}^l}(y) = \int_{b^l \in [\underline{f}^l * \underline{\mu}_{\tilde{G}^l}(y), \bar{f}^l * \bar{\mu}_{\tilde{G}^l}(y)]} \frac{1}{b^l}, \quad y \in Y \quad (3.48)$$

Avec $\underline{\mu}_{\tilde{G}^l}(y)$ et $\bar{\mu}_{\tilde{G}^l}(y)$ représentent les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure de l'ensemble $\mu_{\tilde{G}^l}(y)$.

Lorsque les M règles sont activées, l'union de tous les ensembles de sortie $\mu_{\tilde{G}^l}(y)$ est :

$$\mu_{\tilde{B}}(y) = \int_{b \in \left[\left[\left[\underline{f}^1 * \underline{\mu}_{\tilde{G}^1}(y) \right] \vee \dots \vee \left[\underline{f}^M * \underline{\mu}_{\tilde{G}^M}(y) \right] \right], \left[\left[\bar{f}^1 * \bar{\mu}_{\tilde{G}^1}(y) \right] \vee \dots \vee \left[\bar{f}^M * \bar{\mu}_{\tilde{G}^M}(y) \right] \right] \right]} \frac{1}{b}, \quad y \in Y \quad (3.49)$$

3.5.4 Centroïde d'un ensemble flou type-2 intervalle

Le centroïde $C_{\tilde{A}}$ d'un ensemble flou type-2 intervalle \tilde{A} est défini comme étant la collection des centroïdes des n_A ensembles flou type-1 encastés dans $FOU(\tilde{A})$. Le calcul de tous les centroïdes conduit à n_A nombres ayant un minimum c_l et un maximum c_r , comme suit [158-159]:

$$c_l = \min_{\forall u_i \in [\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i), \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)]} \frac{\sum_{i=1}^N x_i u_i}{\sum_{i=1}^N u_i} \quad (3.50)$$

$$c_r = \max_{\forall u_i \in [\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i), \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)]} \frac{\sum_{i=1}^N x_i u_i}{\sum_{i=1}^N u_i} \quad (3.51)$$

Tel que les x_i sont échantillonnés à N valeurs et ordonnés comme suit :

$$x_1 < x_2 < \dots < x_N \quad (3.52)$$

Pour calculer c_l et c_r , on doit procéder à l'optimisation de la moyenne pondérée suivante :

$$c(u_1, \dots, u_N) = \frac{\sum_{i=1}^N x_i u_i}{\sum_{i=1}^N u_i} \quad (3.53)$$

La dérivation de $c(u_1, \dots, u_N)$ par rapport à u_k , nous donne :

$$\frac{\partial c(u_1, \dots, u_N)}{\partial u_k} = \frac{x_k - c(u_1, \dots, u_N)}{\sum_{i=1}^N u_k} \quad (3.54)$$

Puisque $\sum_{i=1}^N u_i > 0$, il est facile d'en déduire que :

$$\frac{\partial c(u_1, \dots, u_N)}{\partial u_k} = \begin{cases} = 0 & \text{si } x_k = c(u_1, \dots, u_N) \\ > 0 & \text{si } x_k > c(u_1, \dots, u_N) \\ < 0 & \text{si } x_k < c(u_1, \dots, u_N) \end{cases} \quad (3.55)$$

Le fait d'annuler $\partial c / \partial u_k$ ne donne aucune information sur la valeur de u_k qui optimise $c(u_1, \dots, u_N)$.

En effet, si cette dérivée est nulle, il vient :

$$x_k = \frac{\sum_{i=1}^N x_i u_i}{\sum_{i=1}^N u_i} \Rightarrow x_k = \frac{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^N x_i u_i}{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^N u_i} \quad (3.56)$$

L'équation (3.56) montre que l'approche de calcul direct est incapable de déterminer u_k étant donné que l'expression (3.56) ne contient pas le terme u_k . Cependant, l'équation (3.55) nous donne la direction dans laquelle u_k doit changer pour augmenter ou diminuer $c(u_1, \dots, u_N)$.

$$\begin{aligned} & \text{si } x_k > c(u_1, \dots, u_N) \text{ alors } c(u_1, \dots, u_N) \text{ augmente (diminue) lorsque } u_k \text{ augmente (diminue)} \\ & \text{si } x_k < c(u_1, \dots, u_N) \text{ alors } c(u_1, \dots, u_N) \text{ augmente (diminue) lorsque } u_k \text{ diminue (augmente)} \end{aligned} \quad (3.57)$$

D'après les équations (3.50) et (3.51), la valeur maximale que peut atteindre u_k est $\bar{\mu}_{\tilde{A}}(x_k)$ alors que sa valeur minimale est de $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k)$. L'équation (3.57) implique que $c(u_1, \dots, u_N)$ atteint sa valeur maximale c_r si :

$$\begin{aligned} -u_k &= \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x_k) \quad \forall k \text{ pour lequel } x_k > c(u_1, \dots, u_N) \\ -u_k &= \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k) \quad \forall k \text{ pour lequel } x_k < c(u_1, \dots, u_N) \end{aligned}$$

Similairement, de l'équation (3.57) on déduit que $c(u_1, \dots, u_N)$ atteint sa valeur minimale c_l si :

$$\begin{aligned} -u_k &= \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x_k) \quad \forall k \text{ pour lequel } x_k < c(u_1, \dots, u_N) \\ -u_k &= \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k) \quad \forall k \text{ pour lequel } x_k > c(u_1, \dots, u_N) \end{aligned}$$

De plus, puisque $u_k \geq 0, \forall k$ la dérivée partielle $\partial c(u_1, \dots, u_N) / \partial x_k = u_k / \sum_{i=1}^N u_k \geq 0$. Par conséquent, $c(u_1, \dots, u_N)$ ne diminue pas (n'augmente pas) avec l'augmentation (la diminution) de x_k .

D'après la discussion précédente, nous constatons que pour calculer $c_r(c_l)$, u_k commute une fois seulement entre $\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_k)$ et $\bar{\mu}_{\tilde{A}}(x_k)$. L'algorithme proposé dans [128] localise le point de commutation et permet de calculer c_r et c_l . La valeur maximale c_r peut être obtenue en utilisant la procédure itérative suivante :

Etape 1

$$\text{- Initialiser } u_i \text{ par : } u_i = \frac{\underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}{2}, \quad i = 1, \dots, N$$

$$\text{- Calculer } c' = c(u_1, \dots, u_N) = \frac{\sum_{i=1}^N x_i u_i}{\sum_{i=1}^N u_i}$$

Etape 2

Trouver k ($1 \leq k \leq N-1$) tel que : $x_k < c' < x_{k+1}$

Etape 3

$$\text{- Poser } u_i = \begin{cases} \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) & \text{pour } i \leq k \\ \bar{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) & \text{pour } i > k \end{cases}$$

$$\text{- Calculer } c'' = \frac{\sum_{i=1}^k x_i \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=k+1}^N x_i \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}{\sum_{i=1}^k \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=k+1}^N \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}$$

Etape 4

Si $c'' = c'$ arrêter et poser $c_r = c''$ sinon aller à l'étape 5.

Etape 5

Poser $c' = c''$ et aller à l'étape 2

La valeur de c_l peut être calculée par une procédure similaire tout en adoptant les changements suivants dans l'étape 3 :

$$\text{- Poser } u_i = \begin{cases} \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) & \text{pour } i \leq k \\ \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) & \text{pour } i > k \end{cases}$$

$$\text{- } c'' = \frac{\sum_{i=1}^k x_i \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=k+1}^N x_i \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}{\sum_{i=1}^k \overline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i) + \sum_{i=k+1}^N \underline{\mu}_{\tilde{A}}(x_i)}$$

3.5.5 Défuzzification

Etant donné que l'ensemble de type réduit est un ensemble intervalle, alors la sortie finale sera la moyenne des deux points extrêmes y_l et y_r . L'expression de la sortie défuzzifiée du système flou type-2 intervalle est :

$$y = \frac{y_l + y_r}{2} \quad (3.58)$$

A présent, les paragraphes suivants proposent d'introduire le régulateur flou type-2 dans la commande des redresseurs PWM. L'objectif étant concevoir des alimentations continues stables pour l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes tout en assurant un facteur de puissance unitaire côté réseau.

3.6 Cascade de six redresseurs de courant à deux niveaux – Onduleur à sept niveaux – MAS

La structure de cette cascade est donnée par la figure 3.9. Chaque redresseur permet de contrôler la tension aux bornes du condensateur correspondant [160].

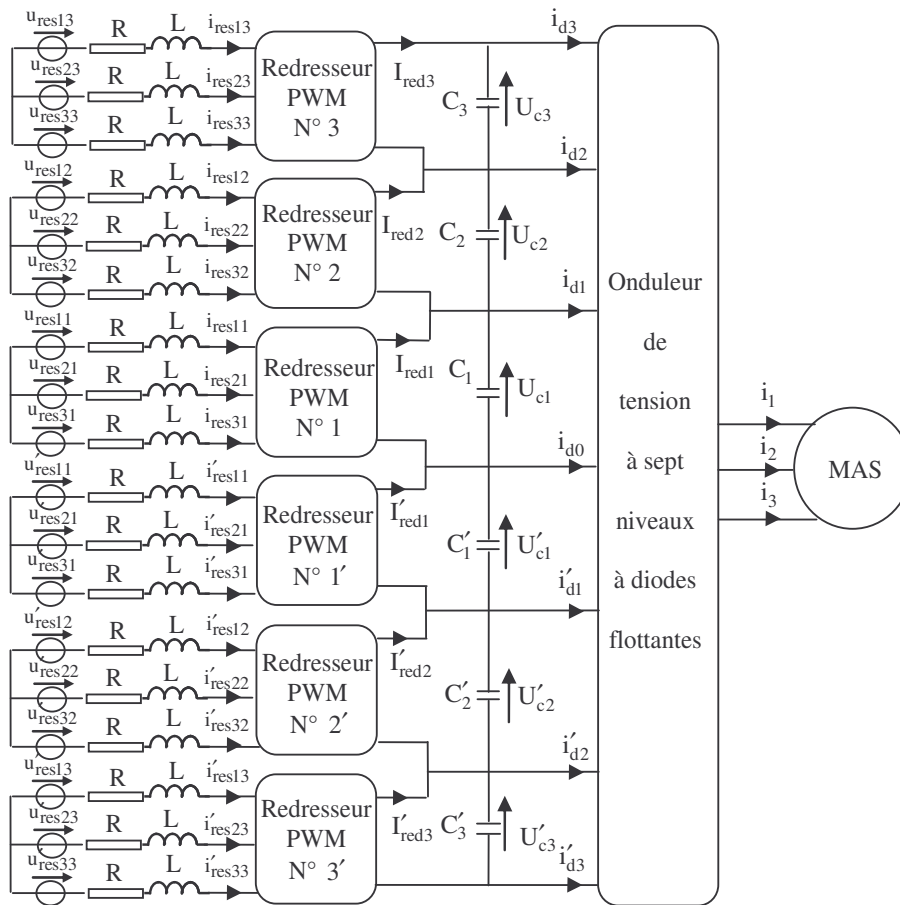


Figure 3.9 Structure de la cascade de six redresseurs PWM à deux niveaux – Onduleur à sept niveaux – MAS

3.6.1 Modélisation du filtre capacitif intermédiaire

Le modèle mathématique du filtre intermédiaire est donné par :

$$\begin{aligned}
 C_i \frac{dU_{ci}}{dt} &= I_{redi} - \sum_{j=i}^3 i_{dj} \\
 C'_i \frac{dU'_{ci}}{dt} &= I'_{redi} + \sum_{j=i}^3 i'_{dj}
 \end{aligned} \tag{3.59}$$

avec $i = 1, 2, 3$

3.6.2 Commande des redresseurs PWM à deux niveaux

La figure 3.10 représente le schéma bloc d'une régulation de la tension de sortie d'un redresseur PWM commandé par hystérésis de courant. Cette structure de commande aura une double fonction, d'une part elle doit assurer la tension aux bornes du condensateur à sa valeur de référence et d'autre part, elle doit être en mesure d'assurer également un facteur de puissance unitaire côté réseau. D'autres techniques de commande du redresseur PWM sont possibles, l'annexe A fait référence à quelques unes.

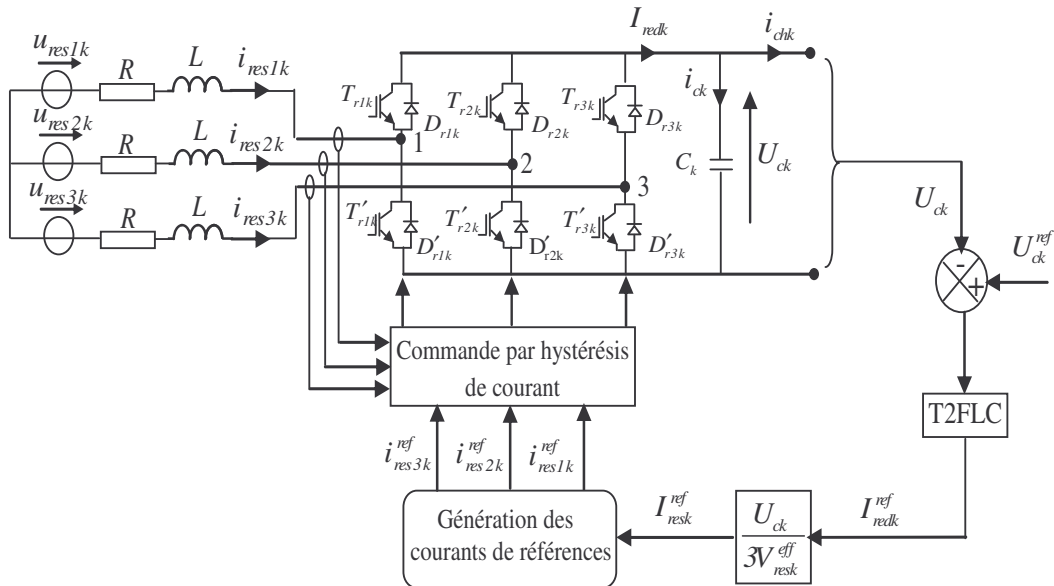


Figure 3.10 Commande d'un redresseur PWM à deux niveaux

3.6.3 Modélisation du redresseur de courant

Les tensions d'entrée de chaque redresseur en fonction des fonctions de connexion des interrupteurs F_{rik} , $i = 1, 2, 3$ sont données par la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{res1k} \\ V_{res2k} \\ V_{res3k} \end{pmatrix} = \frac{U_{ck}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{r1k} \\ F_{r2k} \\ F_{r3k} \end{pmatrix} \quad (3.60)$$

Le courant de sortie de chaque redresseur exprimé en fonction des courants du réseau et les fonctions de connexion des interrupteurs est donné par :

$$I_{redk} = \sum_{i=1}^3 F_{rik} i_{resik} \quad (3.61)$$

3.6.4 Contrôle par hystérésis des courants

Bien que cette méthode présente l'inconvénient irrémédiable de variations aléatoires de la fréquence de commutation des interrupteurs, elle sera adoptée dans notre étude pour des raisons de simplicité et de robustesse. Dans cette stratégie, les interrupteurs sont commandés de sorte que les courants du réseau actuels restent à l'intérieur d'une fourchette de courant autour de la référence.

Les instants de commutation surgissent lors des moments d'intersection du courant réel avec les limites extrêmes de la bande d'hystérésis Δi conformément à la logique suivante :

$$\begin{aligned} & \text{if } \varepsilon_{ik} \geq \Delta i \text{ then } F_{rik} = 0 \\ & \text{elseif } \varepsilon_{ik} \leq -\Delta i \text{ then } F_{rik} = 1 \\ & \text{else la commande reste inchangée} \\ & \text{end if, } \quad i = 1, 2, 3 \end{aligned} \quad (3.62)$$

Tel que ε_{ik} désigne l'écart entre le courant de référence i_{resik}^{ref} et le courant du réseau réel i_{resik} , exprimé par:

$$\varepsilon_{ik} = i_{resik}^{ref} - i_{resik}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (3.63)$$

Les courants du réseau triphasé sont donnés par :

$$L \frac{di_{resik}}{dt} = u_{resik} - V_{resik} - Ri_{resik}, \quad i = 1, 2, 3 \quad (3.64)$$

Avec :

$$u_{resik} = \sqrt{2} V_{resk}^{eff} \sin(\omega_{res} t - (i-1) \frac{2\pi}{3}), \quad i = 1, 2, 3 \quad (3.65)$$

Où V_{resk}^{eff} et ω_{res} représentent respectivement la valeur efficace de la tension simple et la pulsation du réseau.

Les expressions des courants de référence sont :

$$i_{resik}^{ref} = \sqrt{2} I_{resk}^{ref} \sin(\omega_{res} t - (i-1) \frac{2\pi}{3}), \quad i = 1, 2, 3 \quad (3.66)$$

La valeur efficace I_{resk}^{ref} du courant de référence du réseau k doit être fournie par le régulateur de la tension continue de sortie de chaque redresseur.

3.6.5 Synthèse du régulateur flou type-2

La figure 3.11 représente le schéma bloc du régulateur flou type-2 (type-2 fuzzy logic controller T2FLC) adopté. Sa structure repose sur celle d'un régulateur flou type-1 classique. Les grandeurs indicées *norm* sont les grandeurs normalisées. Les gains à l'entrée et à la sortie du régulateur sont à déterminer par ajustement afin d'avoir la réponse désirée.

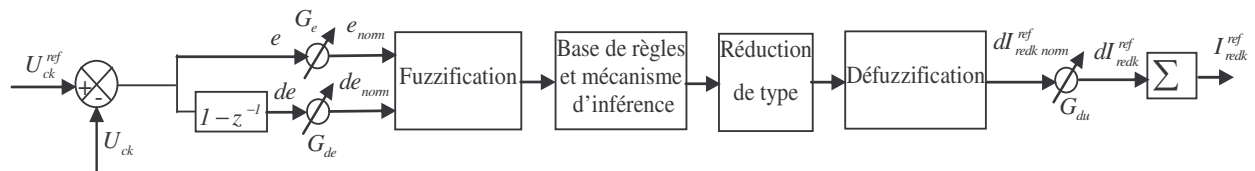


Figure 3.11 Structure d'un régulateur flou type-2

Dans un système flou type-2 intervalle à M règles, la i^{eme} règle peut être mise sous la forme suivante:

$$R^i : SI e \text{ est } \tilde{F}_e^i \text{ et } de \text{ est } \tilde{F}_{de}^i \text{ ALORS } dl_{redk}^{ref} \text{ est } \tilde{G}^i ; \quad i = 1, \dots, M \quad (3.67)$$

Avec \tilde{F}_e^i et \tilde{F}_{de}^i sont les termes linguistiques des entrées (e, de) et \tilde{G}^i est le terme linguistique de la sortie dl_{redk}^{ref} . Chaque terme linguistique de la sortie est caractérisé par sa fonction d'appartenance type-1 intervalle, notée $[u_l^i, u_r^i]$, obtenue en calculant le centroïde de l'ensemble flou type-2 de la sortie. Les fonctions d'appartenance des prémisses et de la conséquence sont données par les figures 3.12 et 3.13. A noter que, les univers de discours des entrées et de la sortie sont normalisés dans l'intervalle $[-1, 1]$.

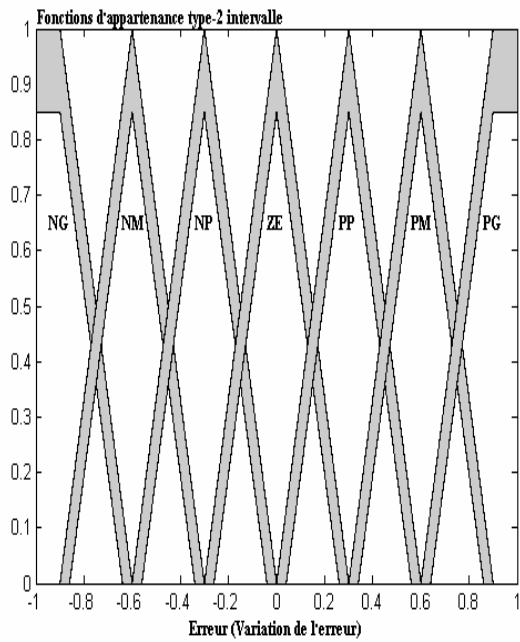


Figure 3.12 Fonctions d'appartenance des variables d'entrée

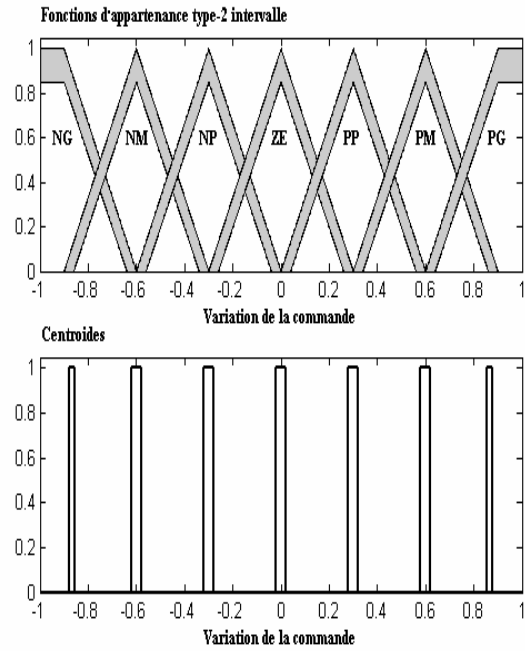


Figure 3.13 Fonctions d'appartenance de la variable de sortie

Les M règles décrites précédemment peuvent être présentées par une matrice d'inférence. Dans le cas où l'on attribue sept ensembles flous type-2 intervalle à chacune des variables d'entrée et de sortie, un choix possible de la matrice d'inférence est donné par le tableau 3.1.

Tableau 3.1 Base de règles

e de	NG	NM	NS	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NM	NP	NP	EZ
NM	NG	NM	NM	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NM	NP	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PP	PM	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PM	PG
PG	EZ	PP	PP	PM	PG	PG	PG

Les ensembles flous sont notés comme suit : NG : Négatif Grand, NM : Négatif Moyen, NP : Négatif Petit, EZ : Environ Zéro, PP : Positif Grand, PM : Positif Moyen, PG : Positif Grand

L'intervalle d'activation $f^i = [f^i_-, f^i_+]$ de la i^{eme} règle est un ensemble intervalle type-1 entièrement défini par ses deux extrémités f^i_- et f^i_+ comme le montre la figure (3.14):

$$f^i_- = \min(\underline{\mu}_{\tilde{F}_e^i}(e), \underline{\mu}_{\tilde{F}_{de}^i}(de)) \tag{3.68}$$

$$f^i_+ = \min(\overline{\mu}_{\tilde{F}_e^i}(e), \overline{\mu}_{\tilde{F}_{de}^i}(de)) \tag{3.69}$$

Où $\underline{\mu}_{\tilde{F}_x^i}(x)$ et $\overline{\mu}_{\tilde{F}_x^i}(x)$ représentent les degrés d'appartenance supérieure et inférieure de l'entrée x à l'ensemble flou type-2 intervalle \tilde{F}_x^i de la i^{eme} règle.

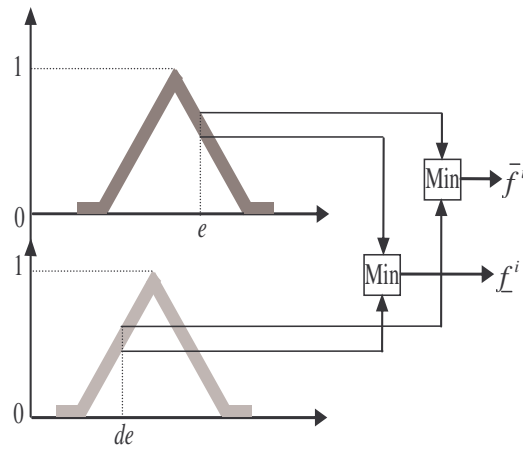


Figure 3.14 Fuzzification avec le T-norm minimum

La première étape consiste à calculer l'ensemble flou type réduit. Il s'agit de trouver un ensemble flou type-1 intervalle défini par ses deux extrémités dI_{redkl}^{ref} et dI_{redkr}^{ref} comme suit:

$$dI_{redkl}^{ref} = \frac{\sum_{i=1}^M f_l^i u_l^i}{\sum_{i=1}^M f_l^i} \quad (3.70)$$

et

$$dI_{redkr}^{ref} = \frac{\sum_{i=1}^M f_r^i u_r^i}{\sum_{i=1}^M f_r^i} \quad (3.71)$$

Le calcul de dI_{redkl}^{ref} et dI_{redkr}^{ref} est possible en utilisant la procédure itérative présentée dans [128]. Commençons par le calcul de l'extrémité droite dI_{redkr}^{ref} .

- 1) Arranger les u_r^i dans un ordre ascendant : $u_r^1 \leq u_r^2 \leq \dots \leq u_r^M$
- 2) Calculer dI_{redkr}^{ref} par l'équation (3.71) en initialisant $f_r^i = (f_{-}^i + \bar{f}^i) / 2$, pour $i = 1, 2, \dots, M$ où f_{-}^i et \bar{f}^i peuvent être calculées par les équations (3.68) et (3.69) respectivement, et poser $dI_{redkr}^{ref'} = dI_{redkr}^{ref}$
- 3) Trouver k ($1 \leq k \leq M - 1$) tel que $u_r^k \leq dI_{redkr}^{ref'} \leq u_r^{k+1}$
- 4) Calculer dI_{redkr}^{ref} par l'équation (3.71) avec $f_r^i = f_{-}^i$ pour $i \leq k$ et $f_r^i = \bar{f}^i$ pour $i > k$, puis poser $dI_{redkr}^{ref''} = dI_{redkr}^{ref}$
- 5) Si $dI_{redkr}^{ref''} \neq dI_{redkr}^{ref'}$ alors aller à l'étape 6) sinon la valeur recherchée est $dI_{redkr}^{ref} = dI_{redkr}^{ref''}$ et arrêter la procédure
- 6) Poser $dI_{redkr}^{ref'} = dI_{redkr}^{ref''}$ et retourner à l'étape 2).

La procédure de calcul de dI_{redkl}^{ref} est très similaire, avec seulement deux changements sont à introduire: Dans l'étape 3), Trouver k' ($1 \leq k' \leq M - 1$) tel que $u_l^{k'} \leq dI_{redkl}^{ref'} \leq u_l^{k'+1}$ et dans l'étape 4), poser $f_l^i = \bar{f}^i$ pour $i \leq k'$ et $f_l^i = f_{-}^i$ pour $i > k'$.

La valeur réelle de la sortie du régulateur est égale à la médiane de l'ensemble type réduit :

$$dI_{redk}^{ref} = \frac{dI_{redkl}^{ref} + dI_{redkr}^{ref}}{2} \quad (3.72)$$

La figure (3.15) présente la surface de commande du régulateur flou type-2 intervalle proposé. Cette surface décrit les variations de la sortie du régulateur dI_{redk}^{ref} en fonction des entrées e et de quand ses dernières parcourent l'univers de discours normalisé $[-1,1]$.

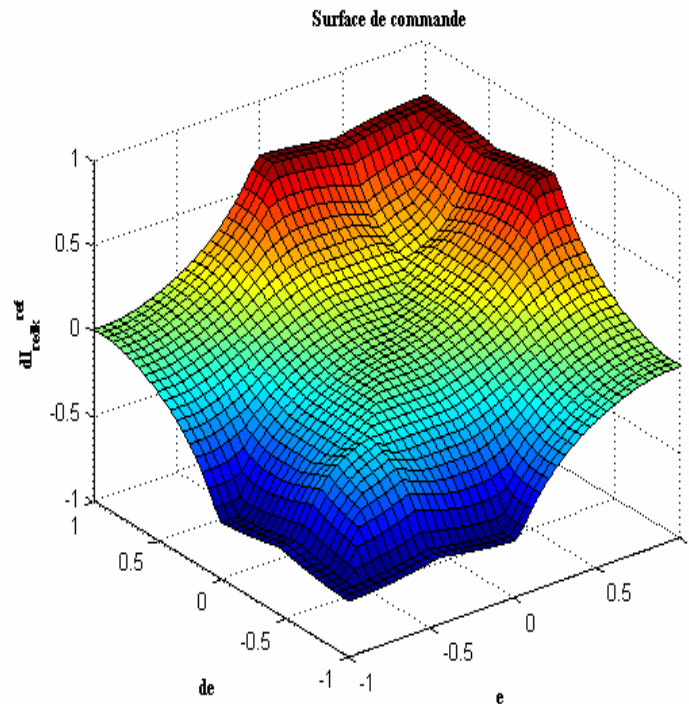


Figure 3.15 Surface de commande du T2FLC à sept fonctions d'appartenance

3.6.6 Résultats de simulation

On admet pour la suite de cette étude que les condensateurs sont initialement chargés avec une tension de 100V aux bornes de chacun et l'onduleur à sept niveaux est commandé par la technique OHSW avec un taux de modulation de 0.85. On suppose également que chaque réseau triphasé est caractérisé par une fréquence de 50Hz, une inductance par phase de 10mH et une résistance par phase de 0.25Ω. Pour montrer le fonctionnement de la cascade proposée dans ce cas, les capacités du filtre intermédiaire adoptées ont la même valeur de 20mF. La bande d'hystérésis est fixée à 0.1A. La valeur efficace de la tension simple des six réseaux est de 37V. Les gains du régulateur flou type-2 sont $G_e = G_{de} = 0.04$ et $G_{du} = 15$ avec une période d'échantillonnage de 20ms. La tension de référence est fixée à 100V.

Les simulations traitées dans cette partie auront pour but de tester la performance de la cascade de six redresseurs PWM avec un onduleur à sept niveaux en ce qui concerne le maintien des tensions aux bornes des condensateurs. L'objectif principal de la commande proposée consiste à asservir les tensions aux bornes des condensateurs à leurs valeurs de référence de manière aussi parfaite que possible.

Sur la figure (3.16) nous présentons les tensions du filtre capacitif. Dans cette simulation, nous pouvons apprécier la capacité de la cascade proposée pour maintenir l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs ce qui assure une bonne répartition des contraintes sur les différents interrupteurs. Nous remarquons également que les tensions continues sont pratiquement insensibles à la perturbation du couple de charge appliquée à $t=0.6s$ sur l'arbre de la machine asynchrone.

La figure (3.17) représente l'allure des différences entre les tensions aux bornes des condensateurs ($\Delta U_{ci} = U_{ci} - U'_{ci}$, $i = 1, 2, 3$) par rapport au point milieu M . De cette figure, on peut constater qu'en régime permanent les tensions du haut et du bas du filtre capacitif sont pratiquement identiques.

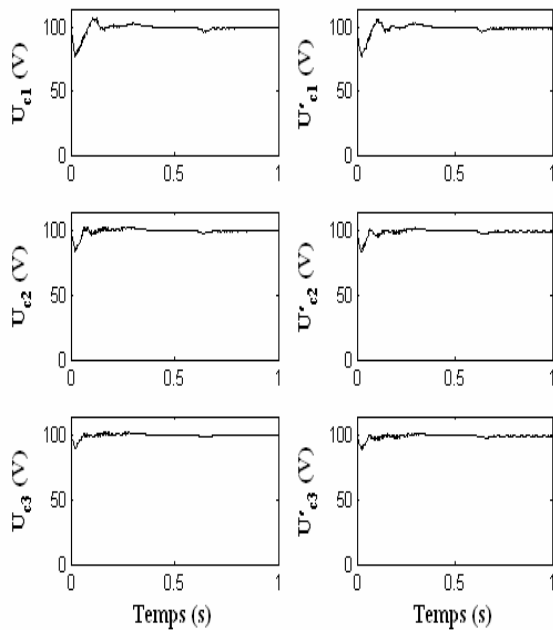


Figure 3.16 Tensions aux bornes des condensateurs

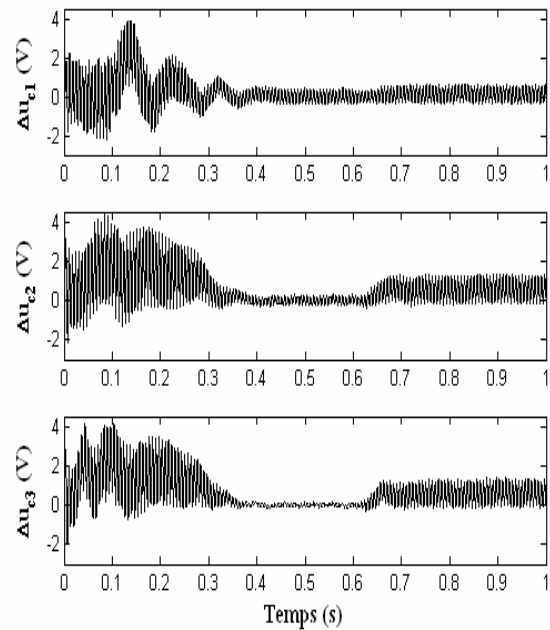


Figure 3.17 Les différences entre les tensions aux bornes des condensateurs ΔU_{ci}

Les performances des six redresseurs sont données par la figure (3.18). Pour chaque redresseur, nous remarquons que le courant du réseau est sinusoïdal et en phase avec sa tension. Il s'agit d'un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Tous les courants redressés sont positifs, ceci a une relation avec le sens de transfert de la puissance dans le filtre capacitif intermédiaire.

On remarque d'après la figure (3.19) que les courants d'entrée de l'onduleur triphasé à sept niveaux i_{di} et i'_{di} sont inversés l'un par rapport à l'autre. La figure (3.20) présente les performances de la machine asynchrone alimentée par cette cascade lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant de 10Nm.

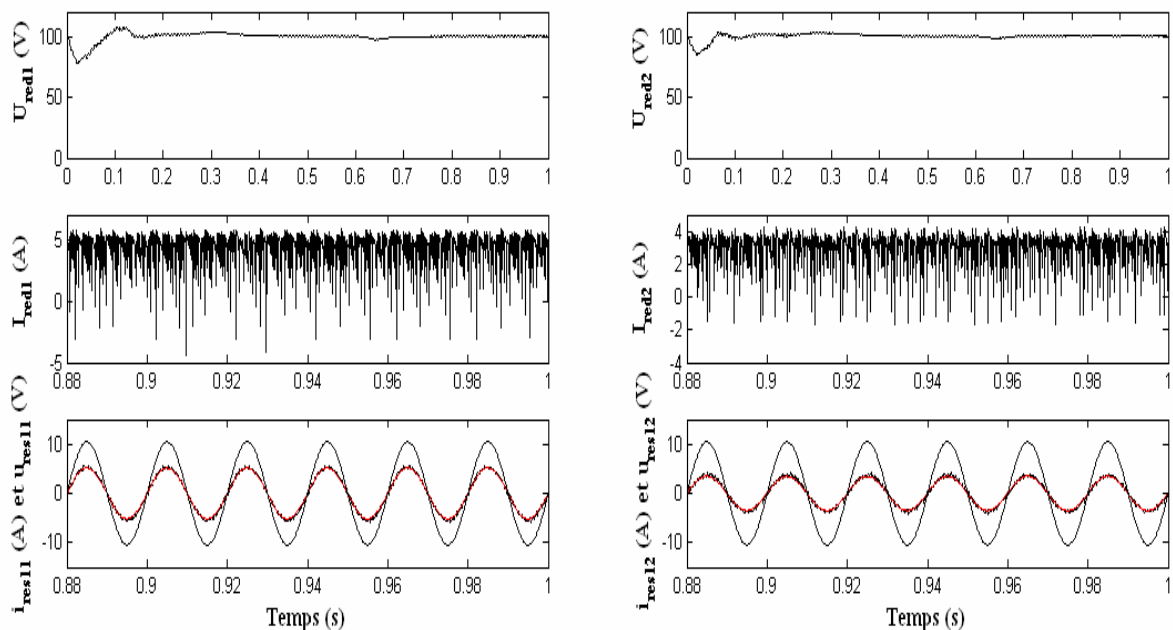


Figure 3.18 Performances des redresseurs PWM

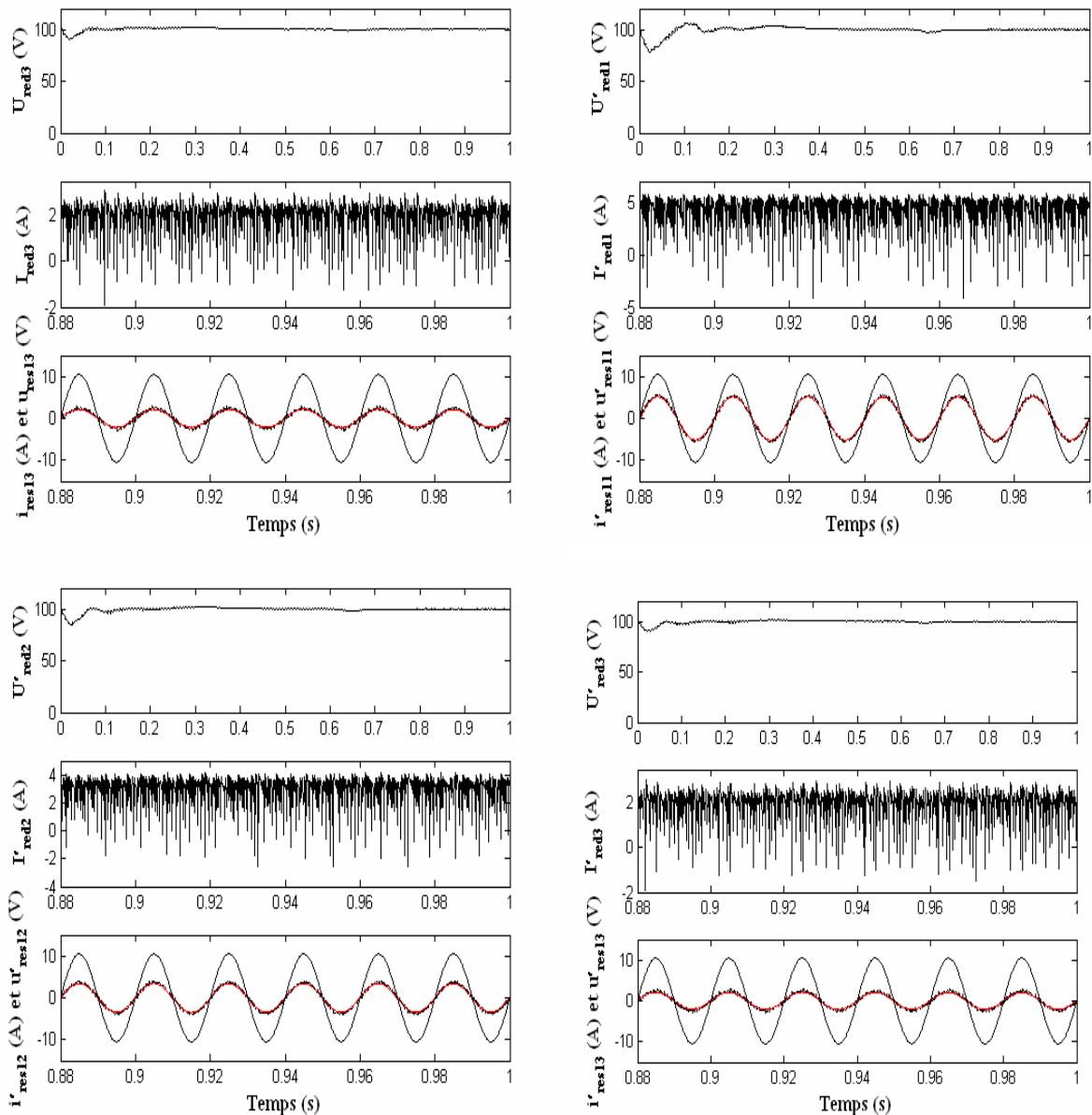


Figure 3.18 Performances des redresseurs PWM (suite)

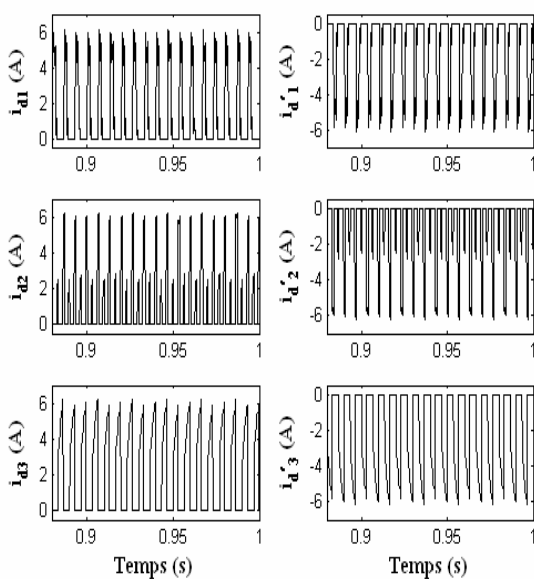


Figure 3.19 Courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

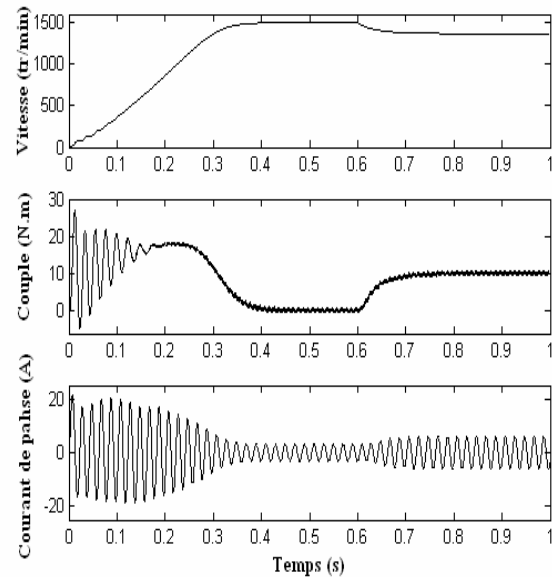


Figure 3.20 Performances de la machine asynchrone alimentée par la cascade

3.7 Cascade de trois redresseurs PWM en disposition cascadée – Onduleur à sept niveaux – MAS

En utilisant le schéma bloc de la figure 3.21, nous allons faire une analyse des performances de cette cascade, notamment vis-à-vis de l'équilibre des tensions des condensateurs. Cette cascade est intéressante dans la mesure où elle nécessite que la moitié du nombre de redresseurs indispensables pour la cascade précédente [161].

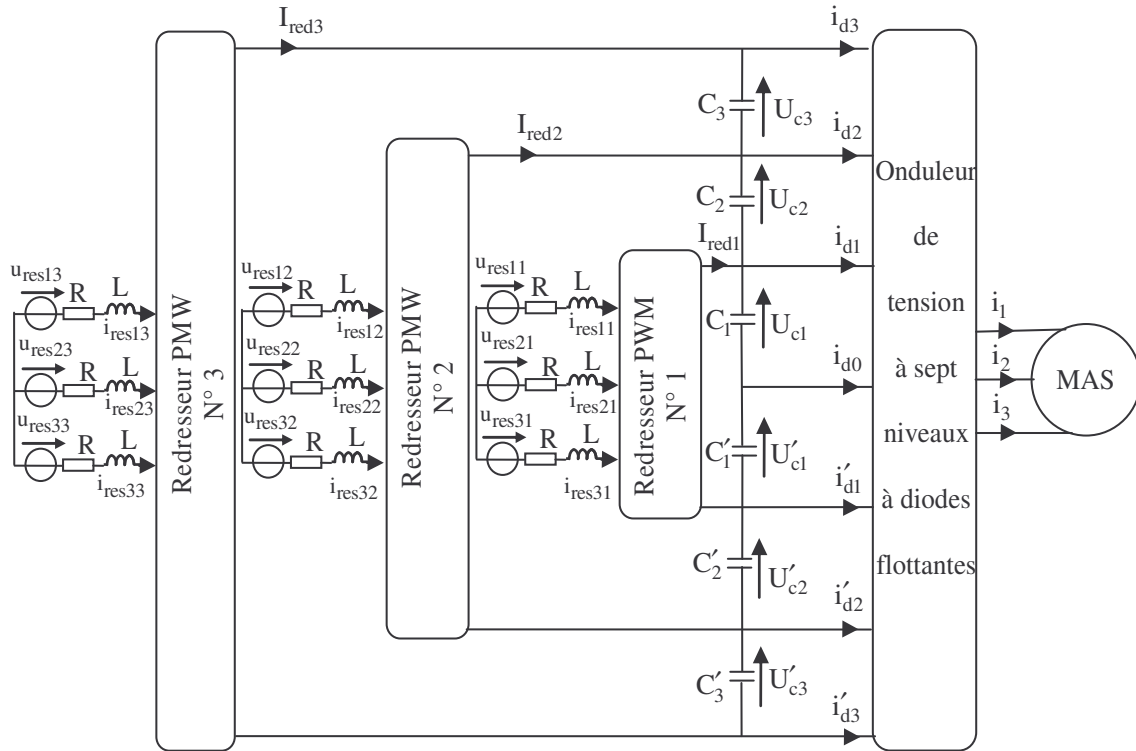


Figure 3.21 Structure de la cascade de trois redresseurs PWM en disposition cascadée – Onduleur à sept niveaux – MAS

3.7.1 Modélisation du filtre capacitif intermédiaire

Le modèle du filtre capacitif intermédiaire est donné par :

$$C_i \frac{dU_{ci}}{dt} = \sum_{j=i}^3 (I_{redi} - i_{dj})$$

$$C'_i \frac{dU'_{ci}}{dt} = \sum_{j=i}^3 (I_{redi} + i'_{dj}) \quad (3.73)$$

avec $i = 1, 2, 3$

3.7.2 Résultats de simulation

Les trois réseaux ont la même fréquence et des tensions efficaces différentes. Les valeurs efficaces sont 73V, 146V, 220V de l'intérieur à l'extérieur respectivement. Un bon fonctionnement de cette cascade nécessite des capacités de 40mF. Les gains des régulateurs sont $G_e = 0.018$, $G_{de} = 0.02$ et $G_{du} = 17$. La période d'échantillonnage est de 20ms.

Avec un nombre réduit de redresseurs, le comportement global du système reste satisfaisant. Sur la figure 3.22, on peut constater que les tensions aux bornes des condensateurs sont bien régulées. Les formes d'ondes présentées sur la figure 3.23 nous montre comment cette cascade est capable d'assurer une symétrie entre les tensions du haut et du bas du filtre capacitif, ceci se traduit par des différences pratiquement nulles entre ces tensions en régime permanent.

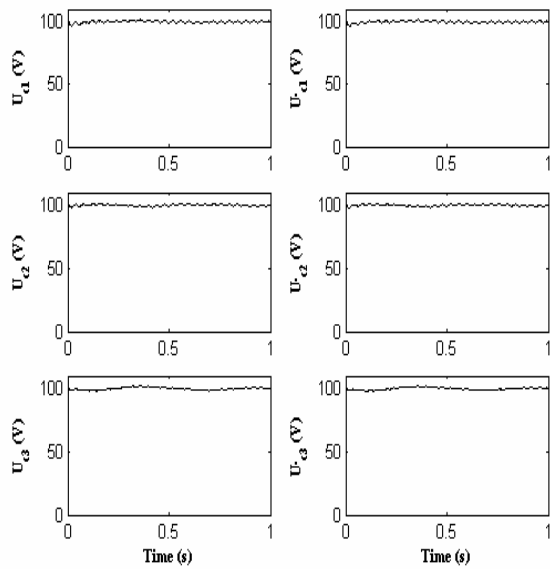


Figure 3.22 Tensions aux bornes des condensateurs

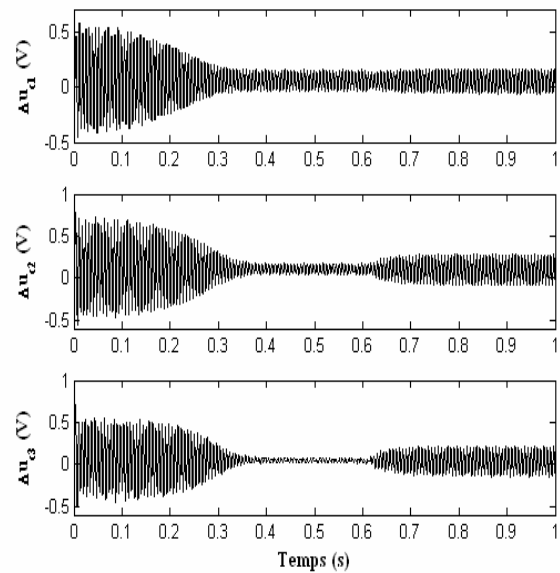


Figure 3.23 Les différences entre les tensions aux bornes des condensateurs ΔU

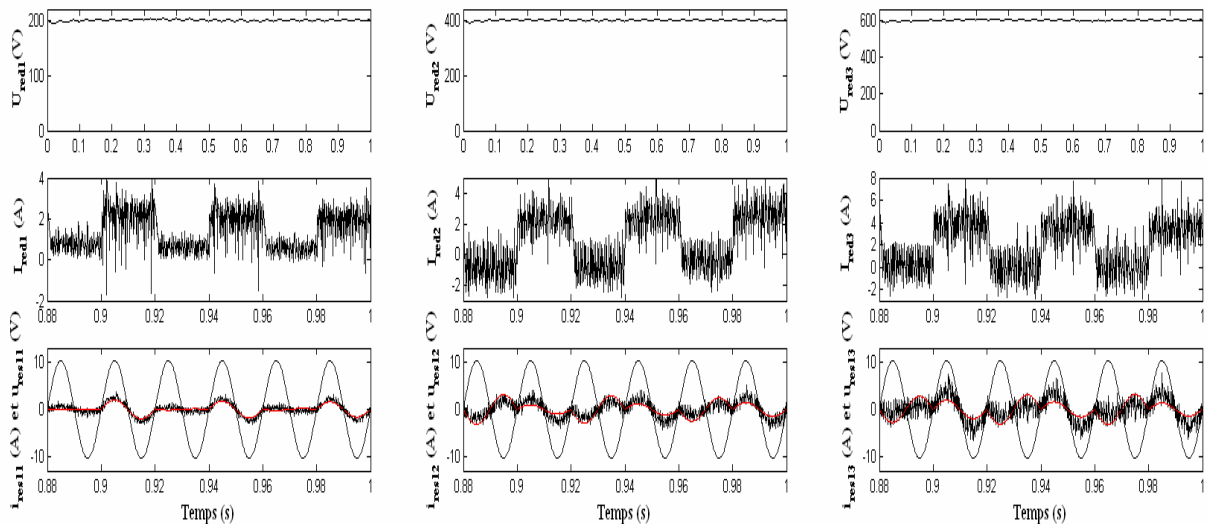


Figure 3.24 Performances des trois redresseurs PWM

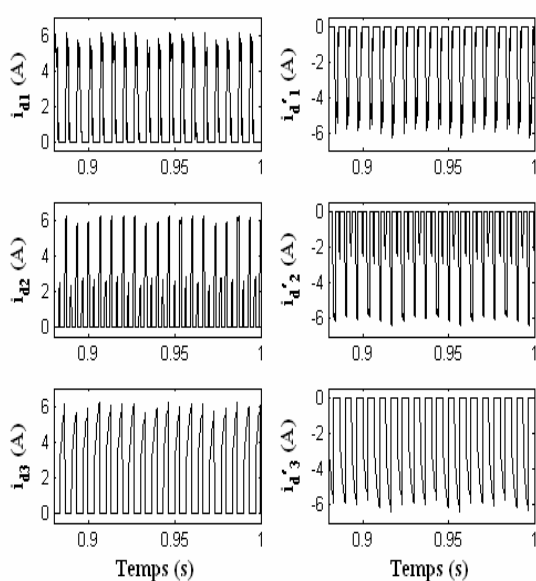


Figure 3.25 Courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

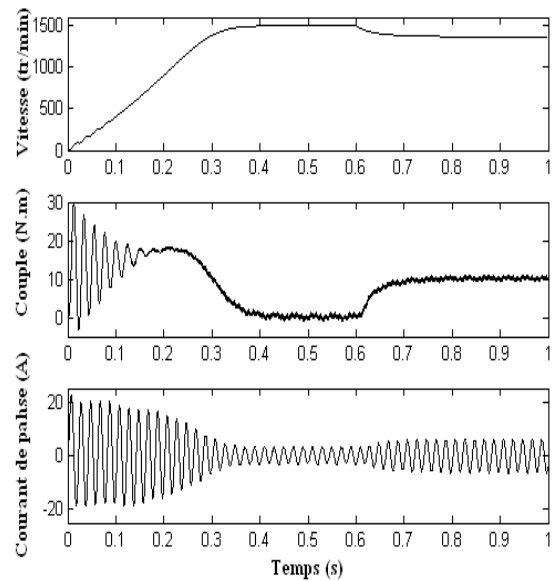


Figure 3.26 Performances de la machine asynchrone alimentée par la cascade

La figure 3.24 montre que les courants des réseaux alimentant les trois redresseurs suivent bien leurs références imposées par les boucles des tensions. Toutefois, il faut remarquer que le pont interne fonctionne toujours en redresseur, par contre le fonctionnement des deux autres est bidirectionnel. Les courants d'entrée de l'onduleur, représentés par la figure 3.25, ont la même allure mais inversé l'un par rapport à l'autre. Les résultats de la conduite de la machine asynchrone lors d'une application d'un couple de charge sont montrés par la figure 3.26. Les ondulations du couple électromagnétique sont accentuées à cause des ondulations des tensions aux bornes des condensateurs.

3.8 Cascade de trois redresseurs PWM en disposition série – Onduleur à sept niveaux – MAS

Dans cette section, on va voir si la disposition série des trois redresseurs dans la cascade de la figure 3.27 est capable d'assurer l'équilibre des tensions aux bornes des condensateurs.

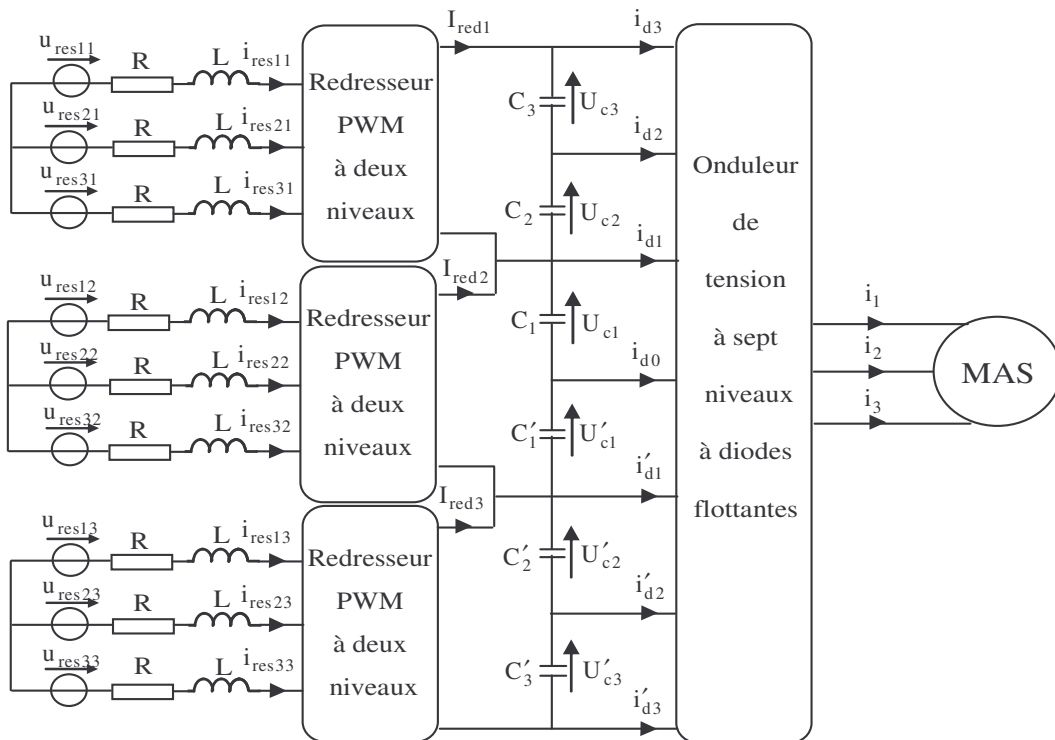


Figure 3.27 Structure de la cascade de trois redresseurs PWM en disposition série – Onduleur à sept niveaux – MAS

3.8.1 Modélisation du filtre capacitif intermédiaire

Le modèle mathématique du filtre intermédiaire est donné par :

$$\begin{aligned}
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} \\
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} \\
 C'_1 \frac{dU'_{c1}}{dt} &= I_{red2} + i'_{d3} + i'_{d2} + i'_{d1} \\
 C'_2 \frac{dU'_{c2}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3} + i'_{d2} \\
 C'_3 \frac{dU'_{c3}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3}
 \end{aligned} \tag{3.74}$$

3.8.2 Résultats de simulation

Dans ce cas les réseaux alimentant les trois redresseurs sont identiques. Ils ont une tension efficace de 73V et une fréquence de 50Hz. Tous les condensateurs ont la même capacité de valeur 20mF. Les gains des régulateurs sont fixés à $G_e = G_{de} = 0.05$ et $G_{du} = 15$. La période d'échantillonnage est de 20ms.

La figure 3.28 montre que cette cascade associée à sa commande est incapable d'assurer la stabilité des tensions aux bornes des condensateurs. Néanmoins, les différences entre ces tensions demeurent très faibles comme le montre la figure 3.29.

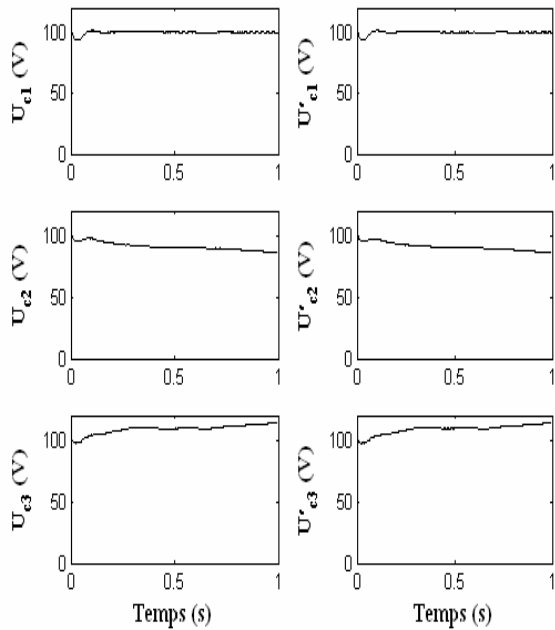


Figure 3.28 Tensions aux bornes des condensateurs

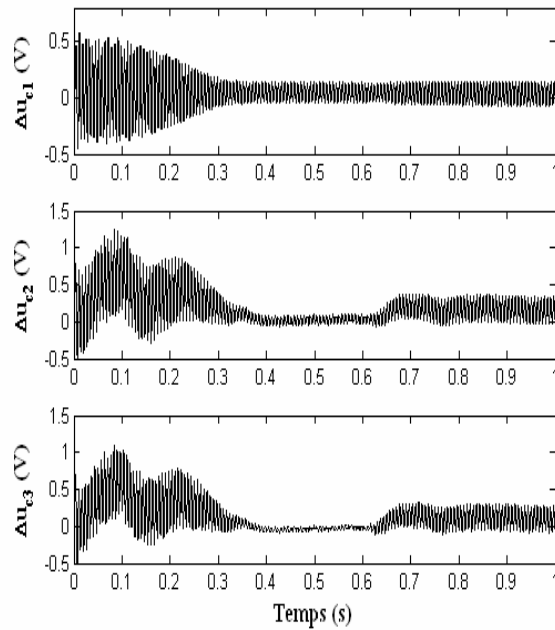


Figure 3.29 Les différences entre les tensions aux bornes des condensateurs ΔU_{ci}

La figure 3.30 montre que les trois courants des réseaux suivent bien leurs références. Ces courants ont des formes sinusoïdales, et sont en phase avec leurs tensions de réseaux. Les courants d'entrée de l'onduleur de part et d'autre du point milieu sont symétriques comme le montre la figure 3.31. Les performances de la machine asynchrone alimentée par ce type de cascade sont illustrées par la figure 3.32.

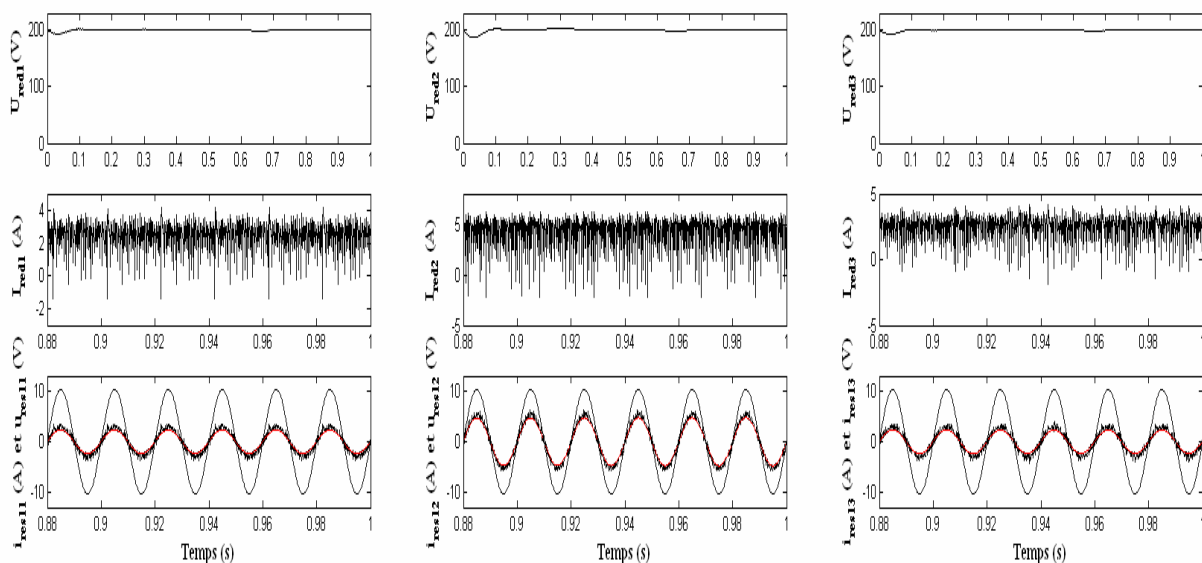


Figure 3.30 Performances des trois redresseurs PWM

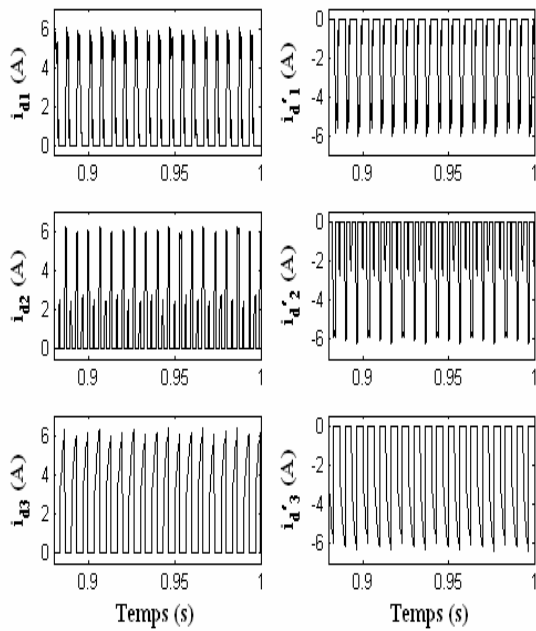


Figure 3.31 Courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

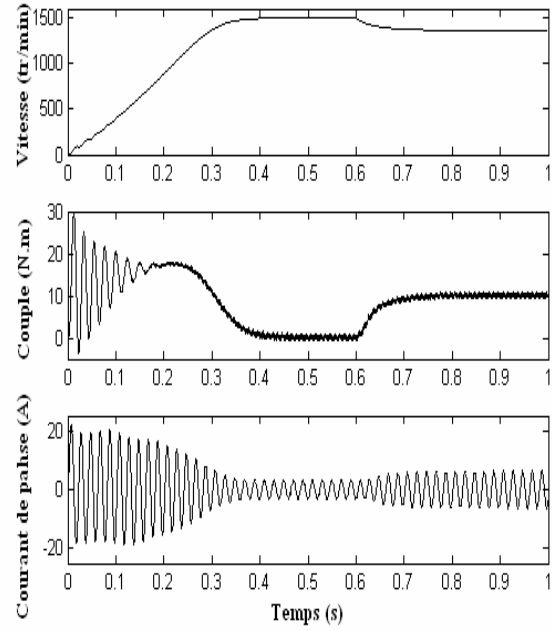


Figure 3.32 Performances de la machine asynchrone alimentée par la cascade

3.9 Cascade de trois redresseurs à trois niveaux – Onduleur à sept niveaux – MAS

Dans cette partie, on présentera un autre type de cascade permettant de réaliser un changeur de fréquence ayant en sortie un onduleur de tension à sept niveaux. Les trois ponts d'entrée de cette cascade sont des redresseurs PWM à trois niveaux. Le recours à ce type de redresseur permet d'améliorer la qualité harmonique des ondes côté réseau. La structure de cette cascade est représentée par la figure 3.33.

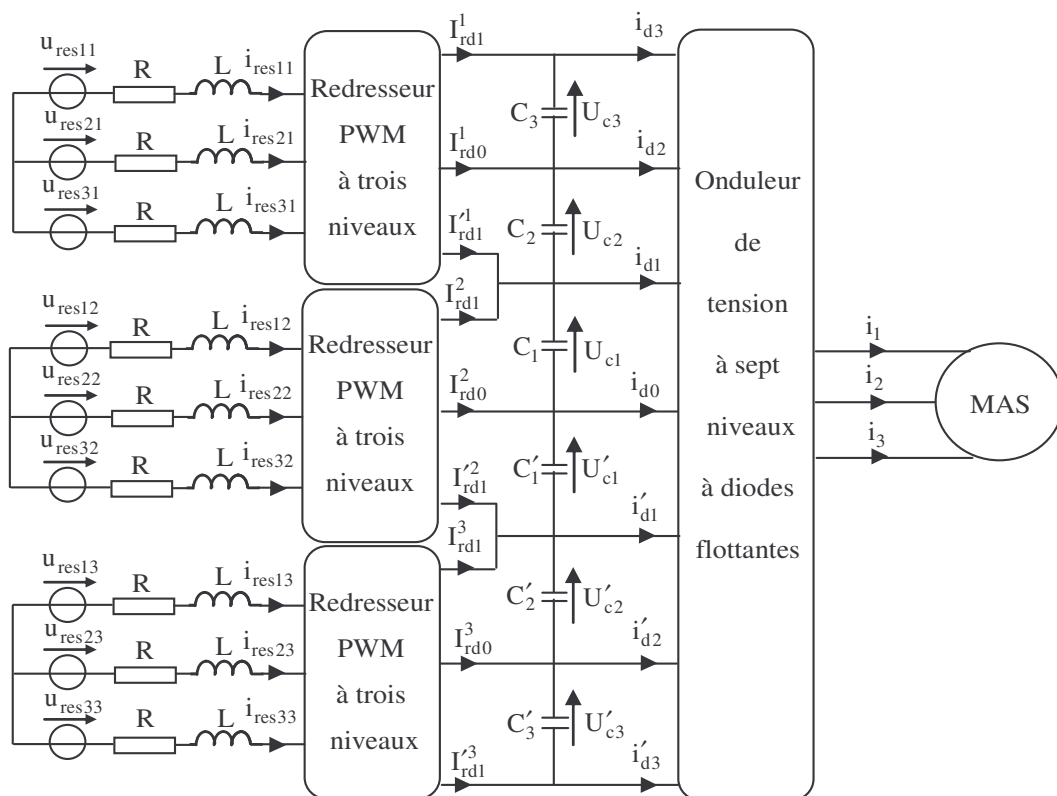


Figure 3.33 Cascade de trois redresseurs PWM à trois niveaux – Onduleur à sept niveaux – MAS

3.9.1 Modélisation du filtre capacitif intermédiaire

Le modèle de ce filtre est défini par le système suivant :

$$\begin{aligned}
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{rd1}^1 - i_{d3} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{rd0}^1 + I_{rd1}^1 - i_{d2} - i_{d3} \\
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{rd0}^1 + I_{rd1}^1 + I_{rd1}'^1 + I_{rd1}^2 - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} \\
 C_1' \frac{dU_{c1}'}{dt} &= -I_{rd0}^3 - I_{rd1}^3 - I_{rd1}'^3 - I_{rd1}^2 + i_{d1}' + i_{d2}' + i_{d3}' \\
 C_2' \frac{dU_{c2}'}{dt} &= -I_{rd0}^3 - I_{rd1}^3 + i_{d2}' + i_{d3}' \\
 C_3' \frac{dU_{c3}'}{dt} &= -I_{rd1}^3 + i_{d3}'
 \end{aligned}
 \tag{3.75}$$

3.9.2 Modélisation du redresseur de courant à trois niveaux

Dans ce cas, nous avons fait appel aux redresseurs PWM à trois niveaux pour régler les échanges d'énergie entre le réseau électrique et le côté continu de l'onduleur. Chaque redresseur dans la figure 3.33 possède une structure similaire à celle présentée par la figure 3.34.

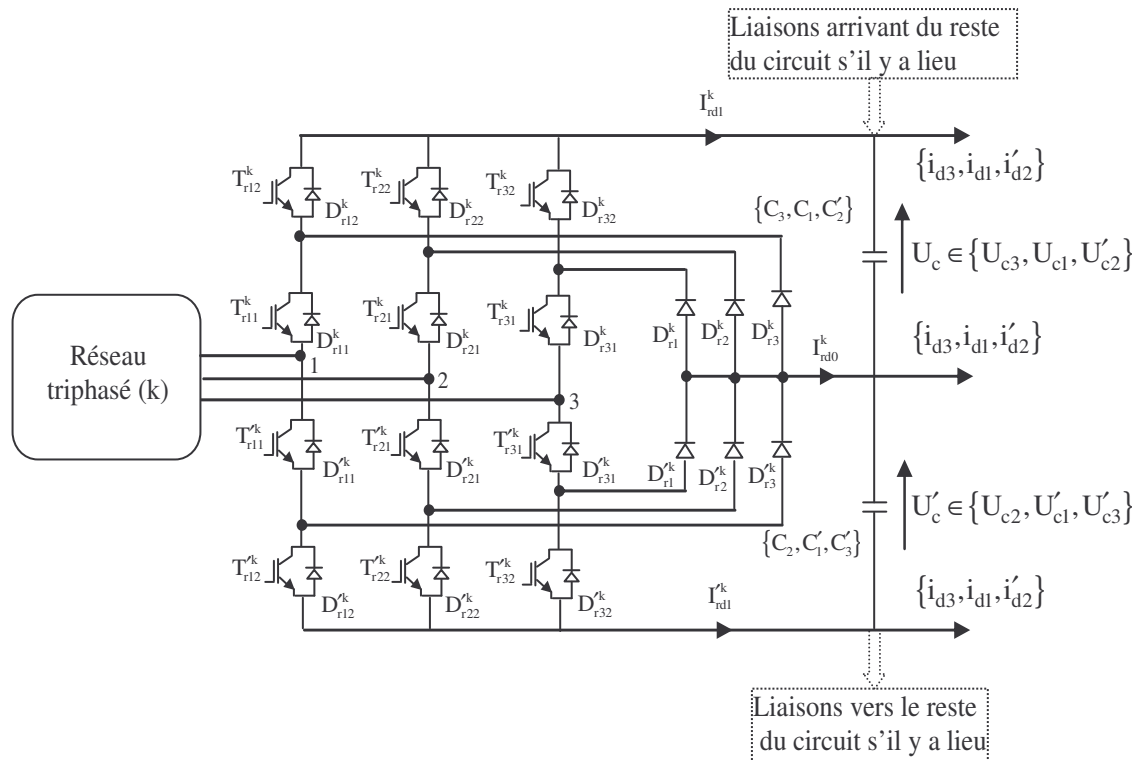


Figure 3.34 Redresseur de courant à trois niveaux

La modélisation du redresseur à trois niveaux nécessite la définition d'une commande complémentaire. Avec la commande complémentaire adoptée, les fonctions de connexion des interrupteurs d'un bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 F_{n1}^k &= 1 - F_{n2}^k \\
 F_{n2}^k &= 1 - F_{n1}^k \\
 \text{avec } i &= 1, 2, 3
 \end{aligned}
 \tag{3.76}$$

On définit également, les fonctions de connexion des demi-bras comme suit:

$$\begin{aligned}
 F_{ri}^{kb} &= F_{ri1} F_{ri2} \\
 F_{ri}'^{kb} &= F_{ri1}' F_{ri2}' \\
 \text{avec } i &= 1, 2, 3
 \end{aligned}
 \tag{3.77}$$

Les tensions simples s'expriment sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{pmatrix} V_{res1k} \\ V_{res2k} \\ V_{res3k} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \left\{ \begin{pmatrix} F_{r1}^{kb} \\ F_{r2}^{kb} \\ F_{r3}^{kb} \end{pmatrix} U_c - \begin{pmatrix} F_{r1}'^{kb} \\ F_{r2}'^{kb} \\ F_{r3}'^{kb} \end{pmatrix} U_c' \right\}
 \tag{3.78}$$

Les courants de sortie du redresseur sont donnés par l'équation suivante :

$$\begin{aligned}
 I_{rd1}^k &= \sum_{i=1}^3 F_{rki}^{kb} i_{resik} \\
 I_{rd1}'^k &= \sum_{i=1}^3 F_{rki}'^{kb} i_{resik} \\
 I_{rd0}^k &= i_{res1k} + i_{res2k} + i_{res3k} - I_{rd1}^k - I_{rd1}'^k
 \end{aligned}
 \tag{3.79}$$

3.9.3 Schéma de la commande du redresseur à trois niveaux

La figure 3.35 représente le schéma bloc de commande du redresseur à trois niveaux. Dans ce schéma, et par souci de simplicité, nous avons remplacé le redresseur à trois niveaux par un redresseur à deux niveaux équivalent. La boucle de régulation de la tension continue et à l'aide du principe de conservation de la puissance permet de déterminer la valeur efficace du courant réseau nécessaire pour que la tension continue soit égale à sa valeur de référence. Ce courant est contrôlé donc en amplitude et en phase. Cette dernière est choisie généralement nulle pour éviter la consommation d'énergie réactive.

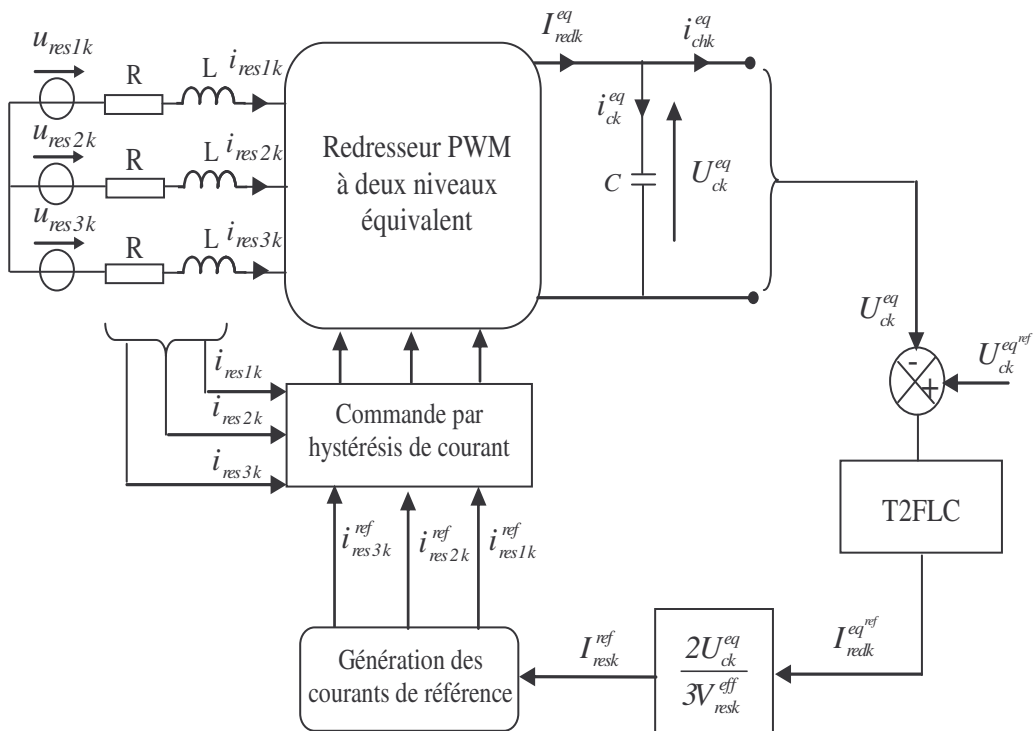


Figure 3.35 Schéma bloc de la boucle de régulation

L'algorithme de la commande par hystérésis d'un redresseur à trois niveaux se résume pour un bras k comme suit :

$$\begin{aligned}
 & \text{if} \quad \varepsilon_{ik} < -2 \Delta i \quad F_{n1}^k = 1 \quad F_{n2}^k = 1 \\
 & \text{else if} \quad -2 \Delta i \leq \varepsilon_{ik} \leq -\Delta i \quad \text{OR} \quad \Delta i \leq \varepsilon_k \leq 2 \Delta i \quad F_{n1}^k = 1; \quad F_{n2}^k = 0; \\
 & \text{else if} \quad \varepsilon_{ik} > 2 \Delta i \quad F_{n1}^k = 0; \quad F_{n2}^k = 0; \\
 & \text{else} \quad \text{la commande des interrupteurs reste inchangée} \\
 & \text{end if,} \quad i=1,2,3
 \end{aligned} \tag{3.80}$$

3.9.4 Résultats de simulation

Les simulations ont été effectuées avec les gains suivants : $G_e = 0.05$, $G_{de} = 0.1$ et $G_{du} = 10$. La période d'échantillonnage est de 20ms. La capacité des condensateurs et la valeur efficace des réseaux sont maintenues à 20mF et 73V respectivement.

Sur la figure 3.36 on observe bien l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux. Cependant, les différences entre les tensions aux bornes des condensateurs par rapport au point milieu de l'onduleur restent faibles, comme le montre la figure 3.37. D'après la figure 3.38, le facteur de puissance de chaque réseau est pratiquement unitaire du fait que sa tension et son courant sont en phase.

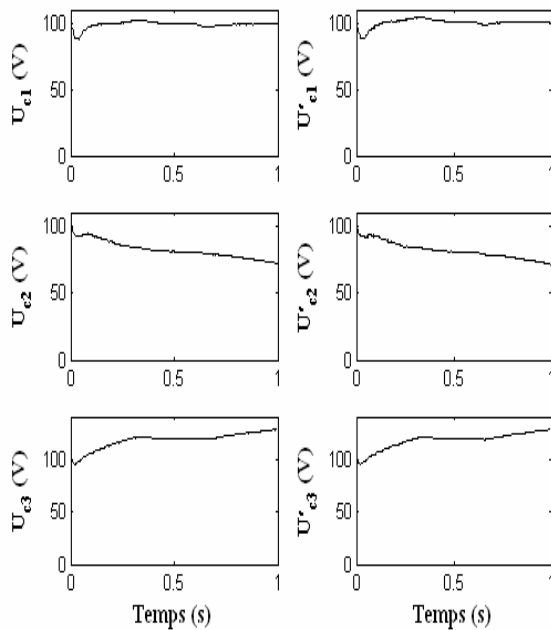


Figure 3.36 Tensions aux bornes des condensateurs

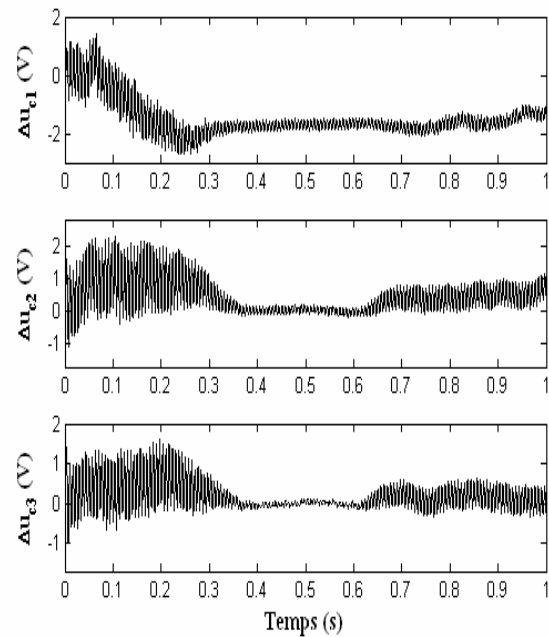


Figure 3.37 Les différences entre les tensions aux bornes des condensateurs ΔU_{ci}

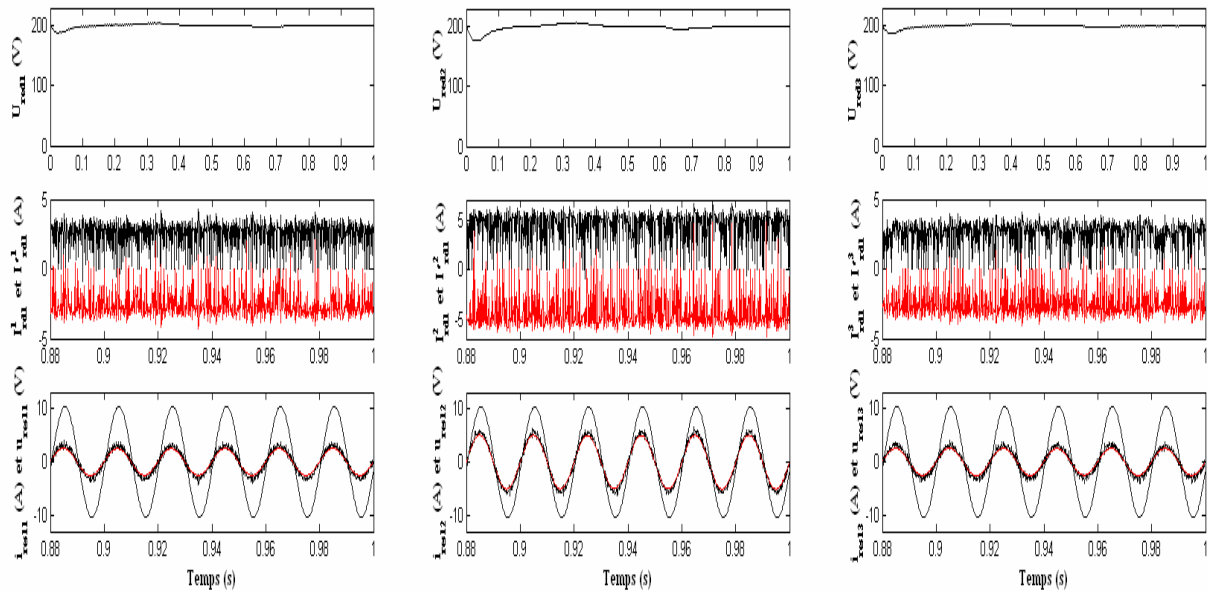


Figure 3.38 Performances des trois redresseurs PWM

De la figure 3.39, nous remarquons que les courants d'entrée de l'onduleur ont la même forme mais ils sont inversés l'un par rapport à l'autre. Les performances de la machine asynchrone sont données par la figure 3.40.

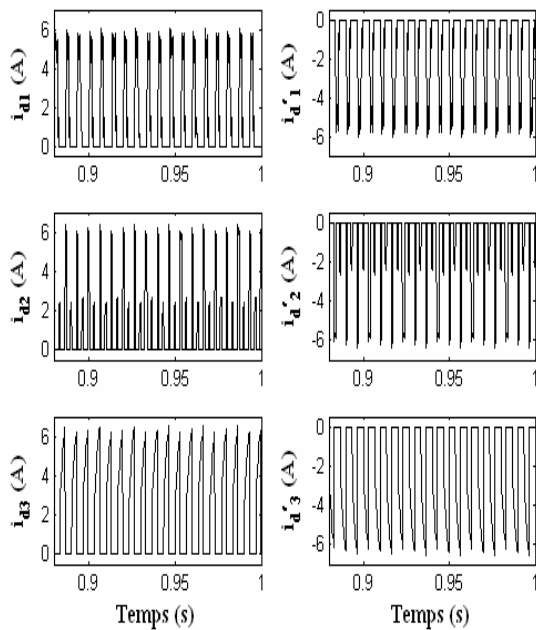


Figure 3.39 Courants d'entrée de l'onduleur à sept niveaux

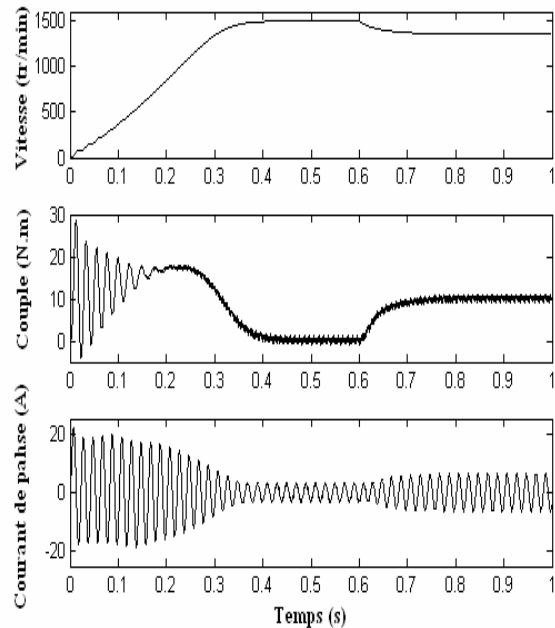


Figure 3.40 Performances de la machine asynchrone alimentée par la cascade

3.10 Conclusion

Ce chapitre nous a permis d'avoir un aperçu global sur les systèmes flous type-2. Notre étude s'est intéressée principalement au système flou type-2 intervalle. Nous avons montré comment appliquer cette théorie en vue de la conception d'un régulateur flou. A l'issue de cette étape, nous nous sommes intéressés par la commande des redresseurs PWM alimentant l'onduleur à sept niveaux. Le recours à des redresseurs PWM permet non seulement de régler la tension continue mais aussi d'avoir un courant côté réseau de forme sinusoïdale et un facteur de puissance unitaire.

Dans les cascades utilisant trois redresseurs PWM à disposition série, les résultats de simulation nous ont permis de mettre en évidence l'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux. Le comportement instable des sources continues présente des risques de détérioration des composants de puissance par dépassement de leurs tensions maximales de blocage et le claquage des condensateurs du filtre capacitif intermédiaire.

Une étude comparative entre le régulateur flou type-2 et le régulateur classique de type proportionnel et intégral a été réalisée dans [160]. Les deux régulateurs présentent les mêmes performances en régime permanent. Toutefois, en régime dynamique, la poursuite de la référence est meilleure avec un régulateur flou type-2.

Nous avons réalisé également une autre étude comparative entre les régulateurs flous type-1 et type-2 en présence d'incertitudes sur les paramètres côté réseaux [161]. De fortes oscillations apparaissent dans les réponses des tensions aux bornes des condensateurs lors d'un réglage basé sur les systèmes flous type-1. Cependant, avec un régulateur flou type-2, l'influence de cette variation paramétrique est suffisamment maîtrisée.

L'idée d'asservir les tensions aux bornes des condensateurs peut être considérée comme performante pour certaines cascades, mais malheureusement elle s'avère insuffisante pour d'autres cascades. Pour remédier à ce problème, le chapitre suivant sera réservé à l'utilisation de circuits auxiliaires capables de stabiliser les tensions du filtre capacitif intermédiaire.

Chapitre 4

Circuits auxiliaires d'équilibrage du bus continu

4.1 Introduction

Nous avons bien constaté dans le chapitre précédent que l'équilibrage des tensions continues dans les cascades à trois redresseurs à disposition série ne peut être assuré uniquement par un réglage en boucle fermée. Cependant, l'équilibrage des tensions intermédiaires est une nécessité pour le bon fonctionnement des cascades à redresseurs en disposition série. Cette exigence garantit une répartition équilibrée de la contrainte en tension aux bornes des composants de puissance. Les tensions intermédiaires doivent donc être constamment maîtrisées et maintenues à leurs niveaux de référence. Pour cette raison et afin de remédier au problème d'instabilité des tensions aux bornes des condensateurs, le filtre capacitif doit être complété par l'adjonction d'autres éléments pour tenir compte de son instabilité inhérente.

Dans ce contexte, plusieurs travaux ont été proposés dans la littérature. Les premières solutions à base de circuits d'équilibrage ont prouvé leur efficacité dans des applications tel que la compensation de l'énergie réactive. Une de ces solutions, celle proposée dans [162-163] pour une cascade d'un redresseur à sept niveaux avec un onduleur de même niveaux à diodes flottantes. Une autre solution proposée dans [164] pour la même application qui consiste à shunter les deux condensateurs médians par des batteries alors que les autres tensions sont équilibrées par un circuit auxiliaire. Le circuit proposé dans [165] utilise deux hacheurs; le premier étant à structure série et l'autre à structure parallèle. Les hacheurs sont montés pour fonctionner d'une manière complémentaire. Cette solution semble plus intéressante du fait que les deux hacheurs sont commandés par la technique PWM à fréquence de commutation fixe. D'autres circuits auxiliaires inductifs commandés par des comparateurs à hystérésis sont proposés dans [166-167] pour maintenir la stabilité des sources continues des onduleurs à quatre et à cinq niveaux. Plusieurs auteurs ont proposé des circuits d'équilibrage résistifs [167-170]. Les résistances utilisées sont dimensionnées de sorte que les pertes par effet Joule soient limitées.

Ce chapitre sera orienté principalement vers le problème de stabilisation des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes. Il s'agit de proposer d'autres circuits d'équilibrage capables de stabiliser les tensions aux bornes des condensateurs du filtre intermédiaire. L'étude sera portée notamment sur deux cascades dotés de circuits additionnels tout en faisant ressortir leurs avantages et inconvénients. Le premier cascade utilise trois redresseurs à deux niveaux par contre trois redresseurs à trois niveaux sont nécessaires pour le second.

4.2 Cascade de trois redresseurs de courants à deux niveaux – Circuit d'équilibrage – Onduleur à sept niveaux à diodes flottantes – MAS

Dans cette section, plusieurs circuits d'équilibrage sont envisagés pour stabiliser les tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes.

4.2.1 Circuit d'équilibrage résistif

Cette solution est basée sur le principe de dissipation de l'excès de charges des condensateurs dans des résistances connectées en parallèle par le biais de transistors commandés suivant un algorithme approprié. La structure de la cascade utilisant d'un tel circuit d'équilibrage est donnée par la figure 4.1.

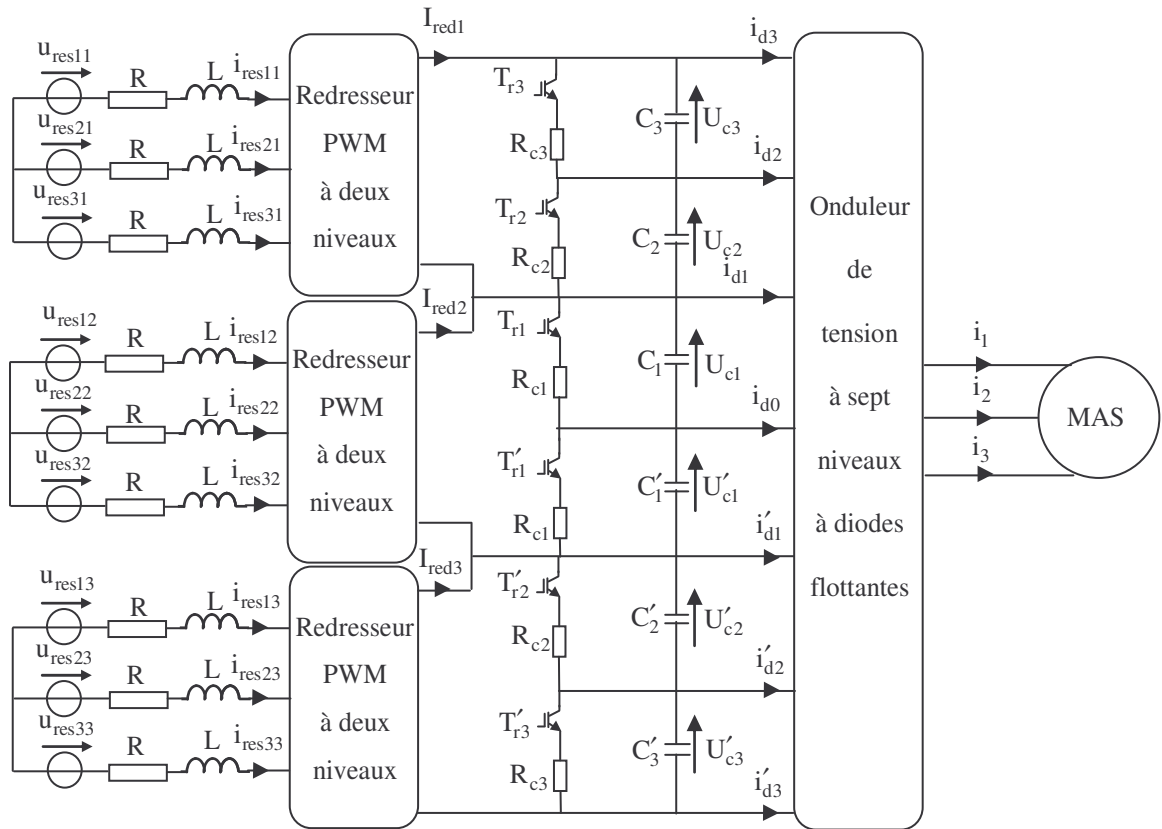


Figure 4.1 Structure de la cascade de trois redresseurs PWM à deux niveaux – Circuit d'équilibrage résistif – Onduleur à sept niveaux – MAS

4.2.1.1 Modélisation du circuit intermédiaire

En présence du circuit d'équilibrage résistif, les tensions aux bornes des condensateurs sont exprimées par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} - S_3 \frac{U_{c3}}{R_{c3}} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - S_2 \frac{U_{c2}}{R_{c2}} \\
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} - S_1 \frac{U_{c1}}{R_{c1}} \\
 C'_1 \frac{dU'_{c1}}{dt} &= I_{red2} + i'_{d3} + i'_{d2} + i'_{d1} - S'_1 \frac{U'_{c1}}{R_{c1}} \\
 C'_2 \frac{dU'_{c2}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3} + i'_{d2} - S'_2 \frac{U'_{c2}}{R_{c2}} \\
 C'_3 \frac{dU'_{c3}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3} - S'_3 \frac{U'_{c3}}{R_{c3}}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Les fonctions de connexion S_i et S'_i ($i=1,2,3$) des transistors T_{ri} et T'_{ri} sont définies par la logique suivante :

$$\begin{aligned}
 & \text{if } U_{c3} > U_{c2} \quad S_3 = 1 \quad \text{else} \quad S_3 = 0 \quad \text{end if} \\
 & \text{if } U_{c1} > U'_{c1} \quad S_1 = 1 \quad \text{else} \quad S_1 = 0 \quad \text{end if} \\
 & \text{if } U'_{c2} > U'_{c3} \quad S'_2 = 1 \quad \text{else} \quad S'_2 = 0 \quad \text{end if}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

L'efficacité de cet algorithme est basée sur une commande complémentaire définie comme suit :

$$\begin{aligned} S_2 &= 1 - S_3 \\ S'_1 &= 1 - S_1 \\ S'_3 &= 1 - S'_2 \end{aligned} \tag{4.3}$$

4.2.1.2 Résultats de simulation

Les paramètres de simulation sont pris identiques à ceux de la cascade sans circuit d'équilibrage; toutefois les résistances R_{c1} , R_{c2} et R_{c3} sont fixées à 180Ω , 180Ω et 90Ω respectivement. Les simulations présentées dans ce paragraphe ont pour objectif de valider l'efficacité du circuit d'équilibrage proposé. La figure 4.2 illustre la stabilité des tensions aux bornes des condensateurs en utilisant la structure de la figure 4.1. Nous observons également, sur la figure 4.3, que les différences entre les tensions aux bornes des condensateurs ($\Delta U_{ci} = U_{ci} - U'_{ci}$, $i = 1, 2, 3$) sont très faibles en régime permanent ce qui reflète une symétrie entre les tensions du haut et du bas du filtre capacitif.

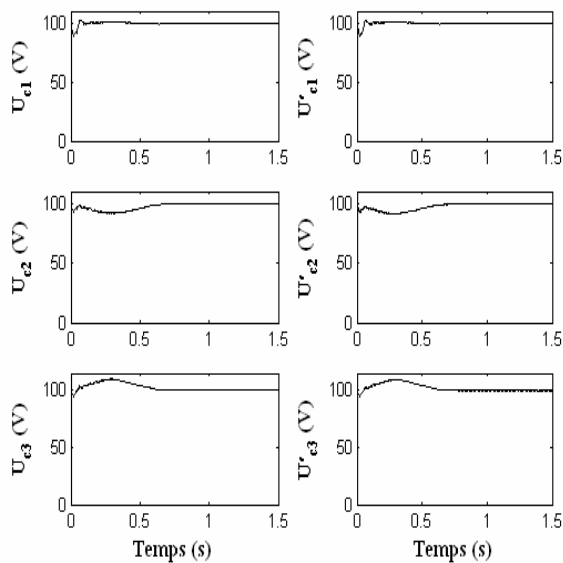


Figure 4.2 Tensions des condensateurs

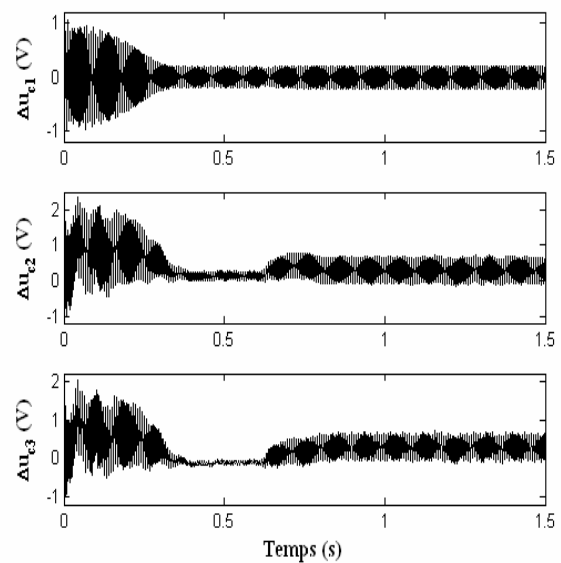


Figure 4.3 Les différences ΔU_{ci}

D'après la figure 4.4, il est à noter que les facteurs de puissance des trois réseaux sont pratiquement unitaires. Il est important d'indiquer que les tensions de sortie des redresseurs suivent bien leurs références indépendamment de la charge; ce qui prouve que le circuit additionnel n'affecte pas l'efficacité du régulateur flou type-2 utilisé.

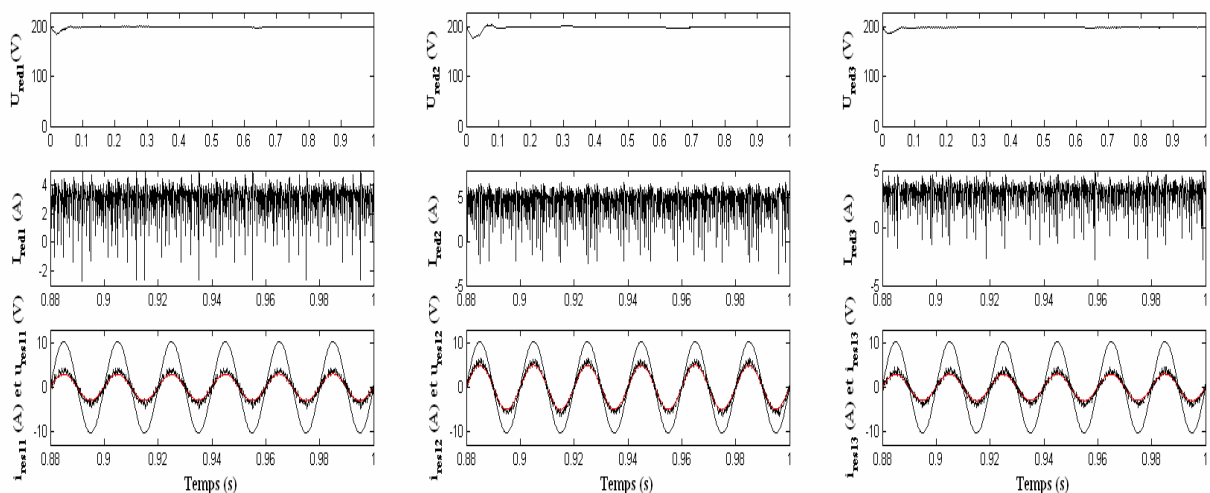


Figure 4.4 Performances des redresseurs PWM

Dans un souci d'une bonne représentation des résultats au cours de ce chapitre, les tensions des réseaux seront multipliées par un facteur de réduction. Pour le cas de la figure 4.4 ce facteur est égal à 0.1.

La figure 4.5 montre que les valeurs des résistances d'équilibrage R_{ci} ($i=1,2,3$) ont une grande influence sur la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs. Avec de faibles valeurs de ces résistances, les courants de décharge sont assez forts ce qui réduit considérablement le temps d'établissement des tensions aux bornes des condensateurs. Cependant, les pertes par effet Joule se trouvent augmentées énormément.

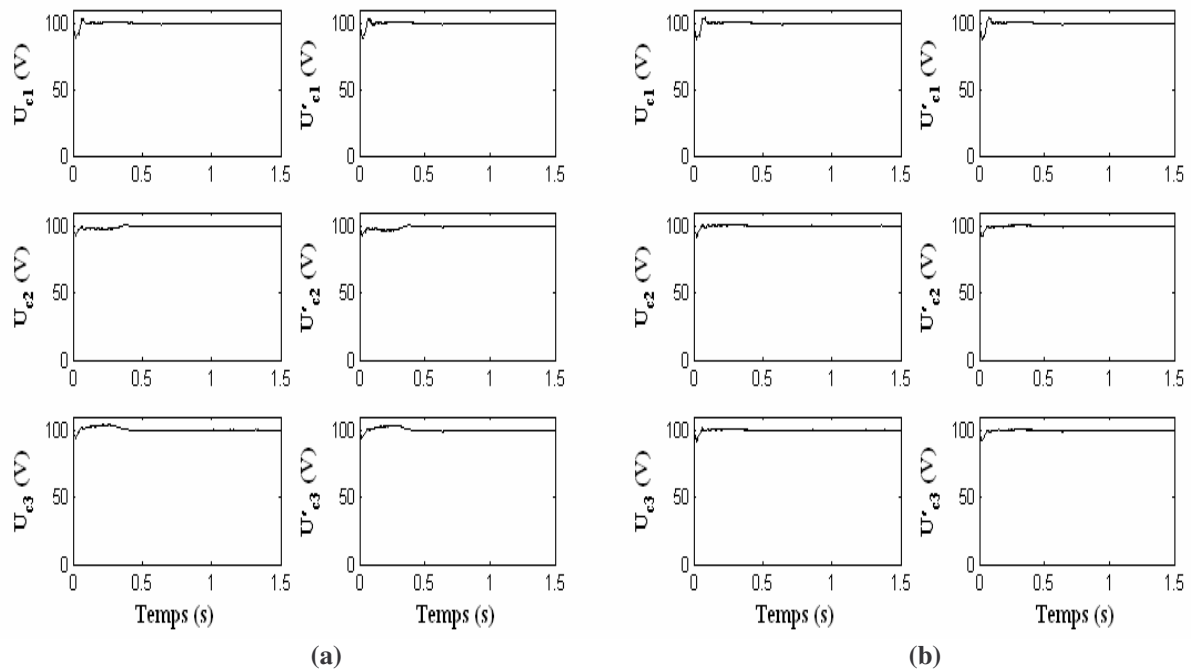


Figure 4.5 Tensions des condensateurs : a) $R_{c1}=R_{c2}=100\Omega$ et $R_{c3}=50\Omega$
b) $R_{c1}=R_{c2}=40\Omega$ et $R_{c3}=20\Omega$

4.2.2 Circuit d'équilibrage résistif simplifié

L'analyse de la figure 3.28 nous permet de constater que, sans circuit d'équilibrage, les tensions U_{c1} et U'_{c1} sont équilibrées alors que les tensions U_{c3} et U'_{c3} ont une tendance d'augmenter ce qui se répercute évidemment par une diminution des tensions U_{c2} et U'_{c2} du fait que les tensions de sortie des redresseurs sont maintenues constantes par la boucle fermée. Il suffit donc de décharger les condensateurs C_3 et C'_3 dès que leurs tensions dépassent les valeurs de référence. Ceci revient à augmenter impérativement les valeurs des tensions aux bornes des deux condensateurs C_2 et C'_2 vers leurs valeurs d'équilibre.

Le circuit d'équilibrage simplifié que nous proposons est donné par la figure 4.6. Ce circuit est très avantageux en termes de réduction du nombre de composants ce qui va simplifier en conséquence le circuit de commande associé.

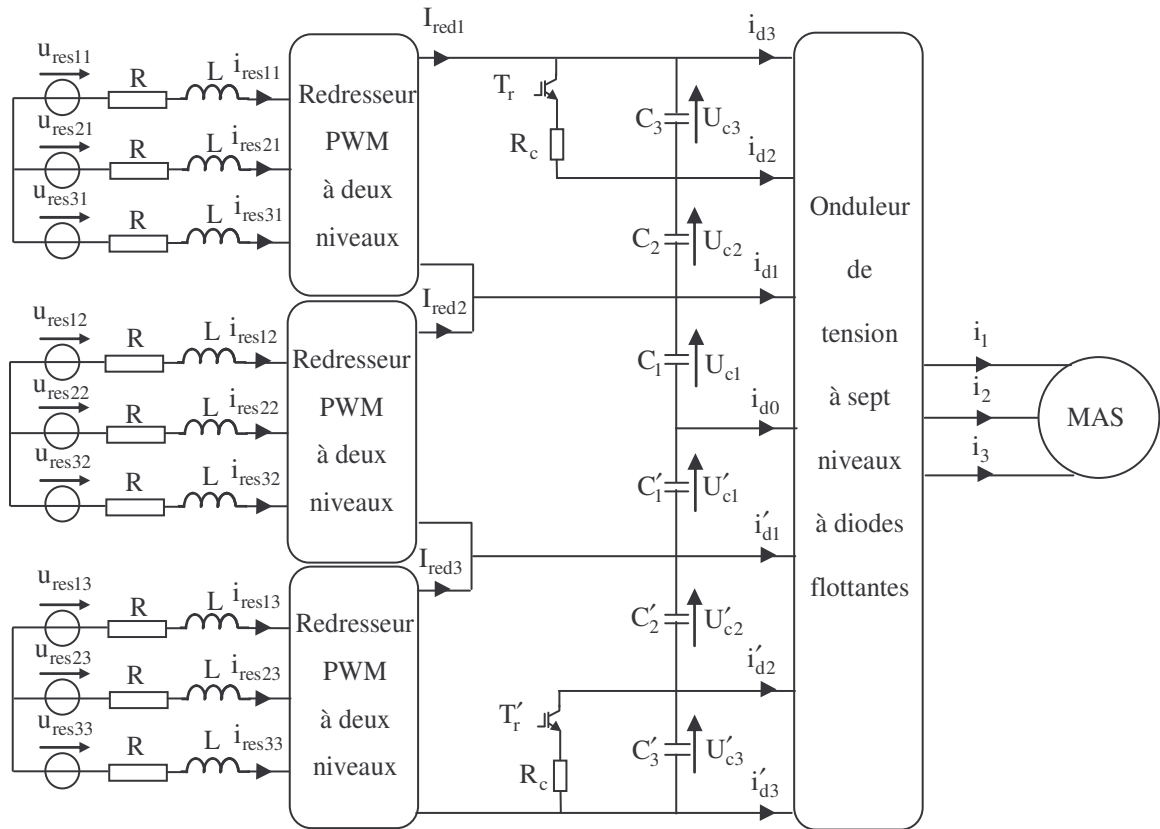


Figure 4.6 Structure de la cascade de trois redresseurs PWM à deux niveaux – Circuit d'équilibrage résistif simplifié – Onduleur à sept niveaux – MAS

4.2.2.1 Modélisation du circuit intermédiaire

Dans ce cas, le modèle du circuit intermédiaire se simplifie à celui de l'équation (4.4) donnée par :

$$\begin{aligned}
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} - S \frac{U_{c3}}{R_c} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} \\
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} \\
 C'_1 \frac{dU'_{c1}}{dt} &= I_{red2} + i'_{d3} + i'_{d2} + i'_{d1} \\
 C'_2 \frac{dU'_{c2}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3} + i'_{d2} \\
 C'_3 \frac{dU'_{c3}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3} - S' \frac{U'_{c3}}{R_c}
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

Tel que S et S' sont donnés par l'algorithme suivant :

$$\begin{aligned}
 \text{if } U_{c3} > U_c^{ref} \quad S = 1 \quad \text{else} \quad S = 0 \quad \text{end if} \\
 \text{if } U'_{c3} > U_c^{ref} \quad S' = 1 \quad \text{else} \quad S' = 0 \quad \text{end if}
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

Avec U_c^{ref} étant le niveau de tension désiré aux bornes de chaque condensateur. Dans notre cas, U_c^{ref} est fixé à 100V.

4.2.2.2 Résultats de simulation

La simulation du montage de la figure 4.6 est réalisée avec une résistance $R_c = 90 \Omega$ et des capacités identiques de valeurs $C_i = C'_i = 20 \text{ mF}$, ($i = 1, 2, 3$). La figure 4.7 montre les formes des tensions aux bornes des condensateurs lors d'un démarrage à vide de la machine asynchrone. Cette figure met en évidence la stabilité du filtre capacitif intermédiaire. On remarque que les tensions d'entrée de l'onduleur sont stables et pratiquement égales. Sur la figure 4.8, on peut voir que les différences ΔU_{ci} ($i = 1, 2, 3$) sont négligeables et particulièrement en régime établi.

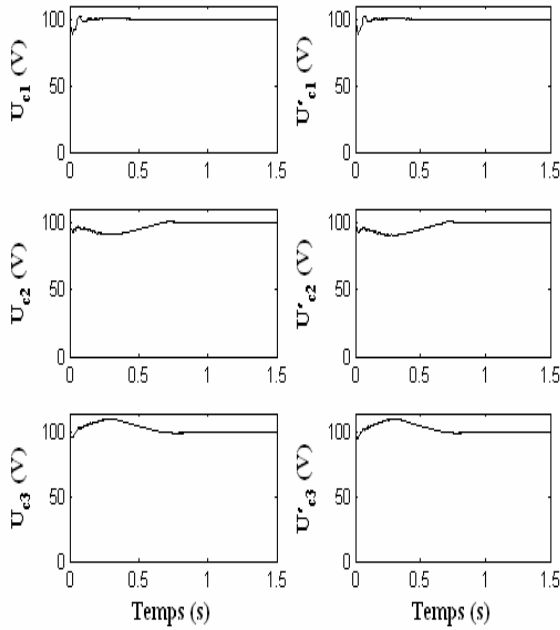


Figure 4.7 Tensions des condensateurs

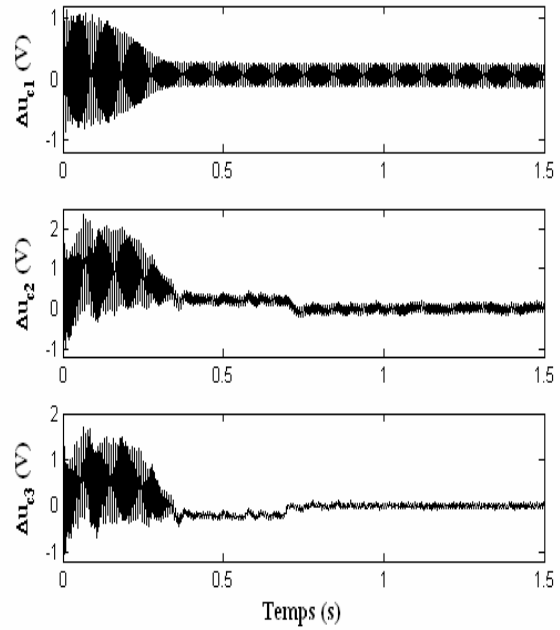


Figure 4.8 Les différences ΔU_{ci}

La figure 4.9 montre qu'une valeur importante de la résistance R_c conduit forcément à l'augmentation de la constante du temps des circuits de décharge des condensateurs. Ceci induit un retard dans l'établissement des tensions continues à l'entrée de l'onduleur. Ce phénomène est accentué davantage lors d'un démarrage en pleine charge de la machine asynchrone.

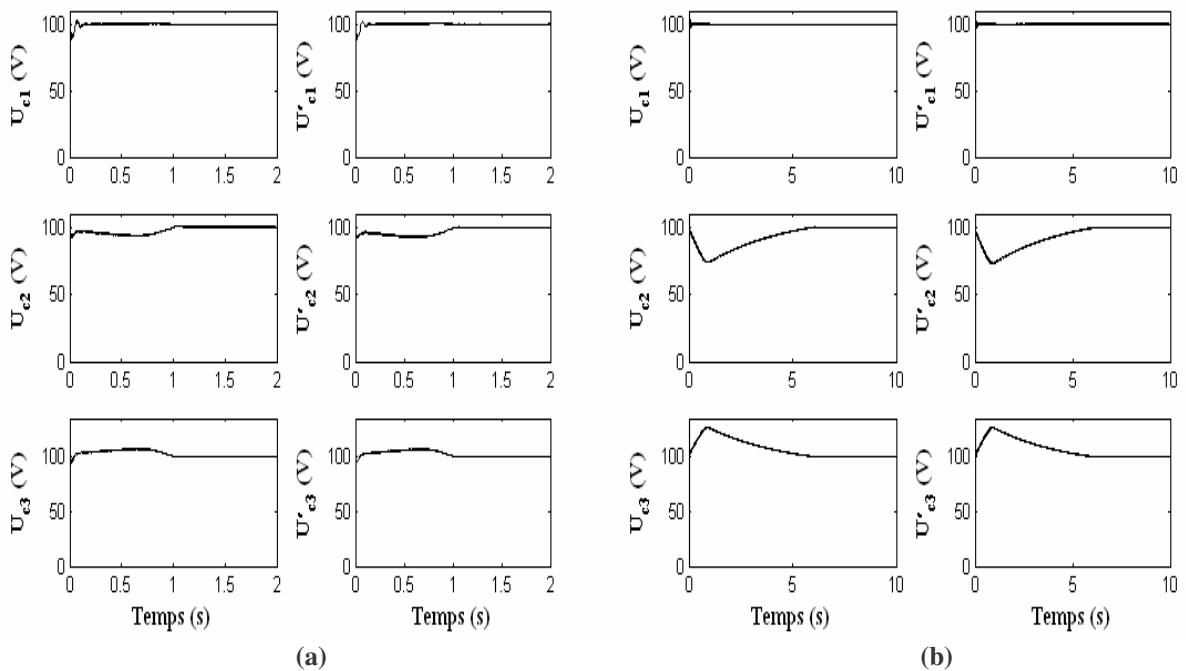


Figure 4.9 Tensions des condensateurs lors d'un démarrage en charge de la MAS : a) $R_c = 45 \Omega$, b) $R_c = 90 \Omega$

Avec ce type de circuit d'équilibrage à résistance relativement élevée, le démarrage à vide est préféré. Le couple résistant sera appliqué dans ce cas qu'en régime permanent. Cette solution est adoptée dans le reste des simulations de ce paragraphe.

Comme on le remarque sur la figure 4.10, les courants des trois réseaux suivent bien leurs références sinusoidales. De plus, ils sont en phase avec les tensions simples correspondantes. Le fonctionnement étant donc à facteur de puissance unitaire. A noter que le facteur de mise en échelle utilisé pour tracer les tensions des réseaux est égal à 0.1.

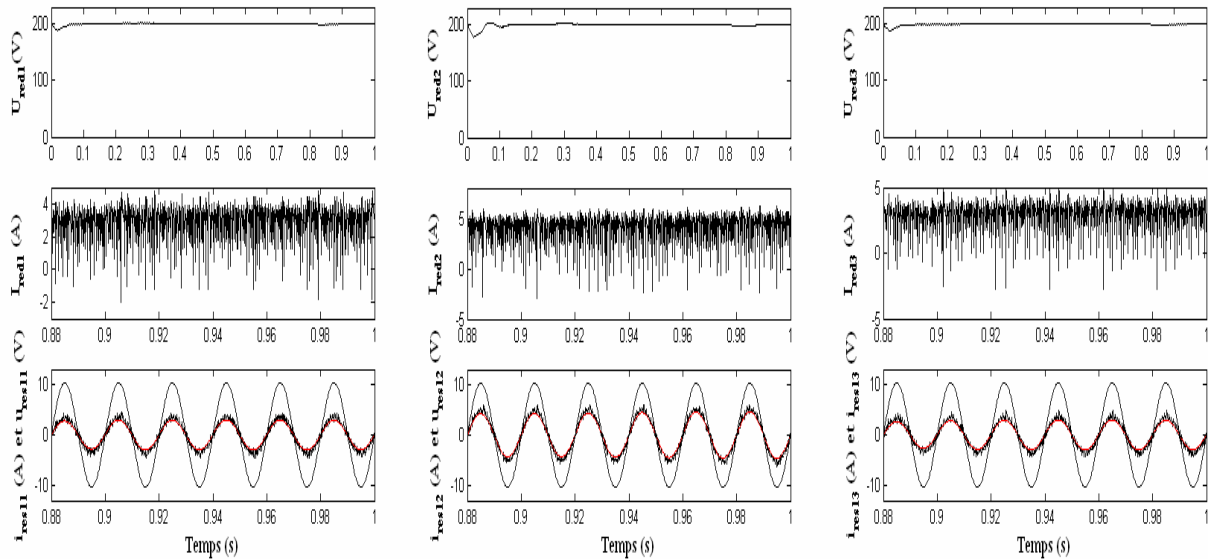


Figure 4.10 Performances des redresseurs PWM

Les résultats de la conduite de la machine asynchrone en utilisant la cascade précédente sont représentés par la figure 4.11. Dans cette étude, nous intéressons particulièrement aux allures de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique et du courant statorique de la première phase.

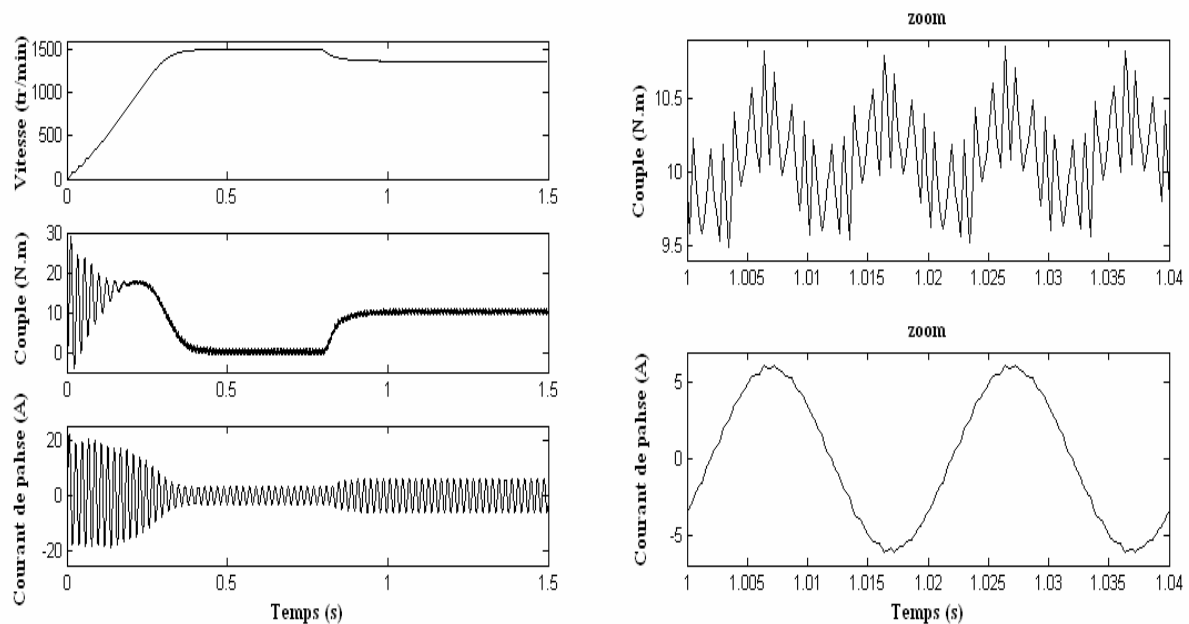


Figure 4.11 Performances de la machine asynchrone

4.2.3 Circuits d'équilibrage inductifs

Cette solution a été proposée dans un souci de réduire les pertes par effet Joule voir les annulées. La figure 4.12 montre un tel circuit à base de trois inductances chacune d'elle sert à stabiliser les tensions des deux condensateurs adjacents.

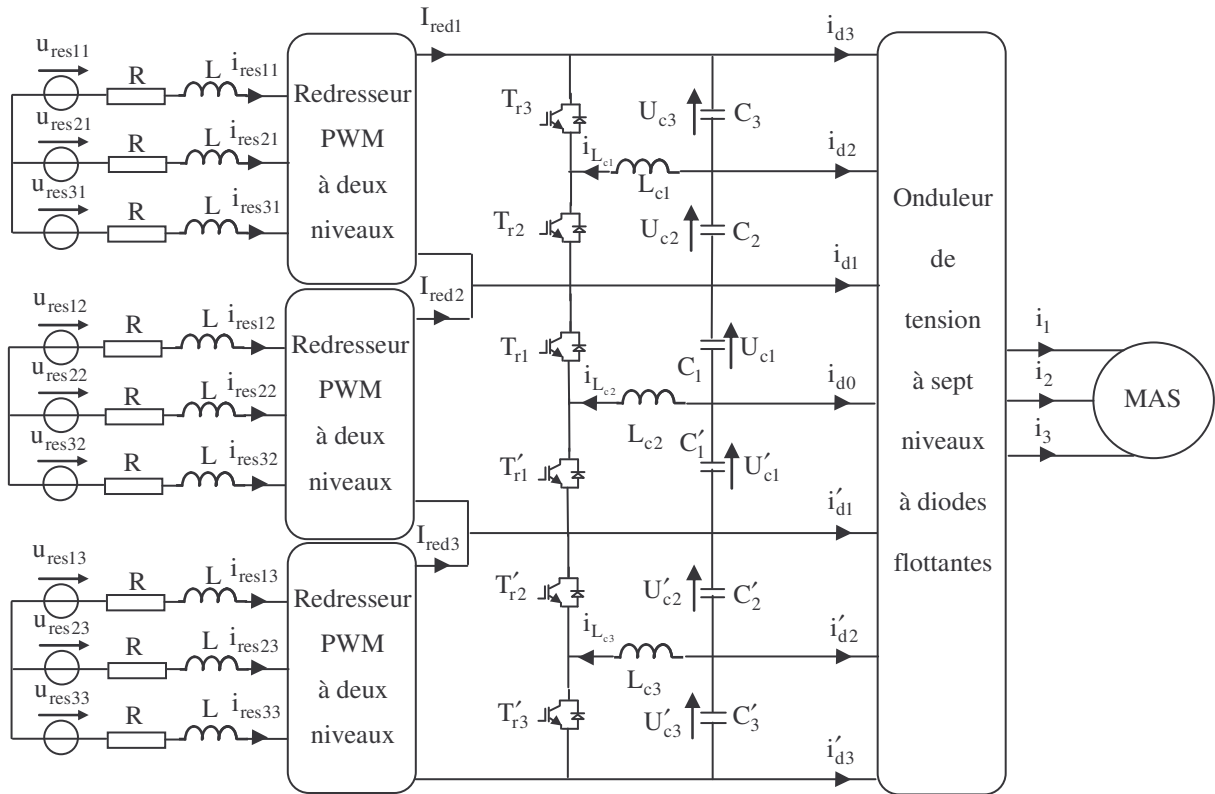


Figure 4.12 Structure de la cascade de trois redresseurs PWM à deux niveaux – Circuit d'équilibrage inductif – Onduleur à sept niveaux – MAS

4.2.3.1 Modélisation du circuit intermédiaire

Le modèle du filtre capacitif associé à son circuit d'équilibrage inductif est donné par l'équation (4.6).

Les courants des trois bobines sont :

$$\begin{aligned}
 L_{c1} \frac{di_{L_{c1}}}{dt} &= S_2 U_{c2} - S_3 U_{c3} \\
 L_{c2} \frac{di_{L_{c2}}}{dt} &= S'_1 U'_{c1} - S_1 U_{c1} \\
 L_{c3} \frac{di_{L_{c3}}}{dt} &= S'_3 U'_{c1} - S'_2 U'_{c2}
 \end{aligned} \tag{4.6.a}$$

Les tensions aux bornes des condensateurs sont :

$$\begin{aligned}
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} + S_3 i_{L_{c1}} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - S_2 i_{L_{c1}} \\
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} + S_1 i_{L_{c2}} \\
 C'_1 \frac{dU'_{c1}}{dt} &= I_{red2} + i'_{d3} + i'_{d2} + i'_{d1} - S'_1 i_{L_{c2}} \\
 C'_2 \frac{dU'_{c2}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3} + i'_{d2} + S'_2 i_{L_{c3}} \\
 C'_3 \frac{dU'_{c3}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3} - S'_3 i_{L_{c3}}
 \end{aligned} \tag{4.6.b}$$

Etant donné que la commande des paires (T_{r3}, T_{r2}) , (T_{r1}, T'_{r1}) et (T'_{r2}, T'_{r3}) sont complémentaires, il suffit de définir la commande de trois transistors suivant l'algorithme défini par l'équation (4.2).

4.2.3.2 Résultats de simulation

Les valeurs des paramètres adoptés dans cette simulation sont : $L_{c1} = L_{c2} = L_{c3} = 40 \text{ mH}$ et $C_i = C'_i = 40 \text{ mF}$, ($i = 1, 2, 3$). Les figures 4.13 et 4.14 montrent que, avec la commande proposée, le circuit d'équilibrage purement inductif engendre des oscillations au niveaux des tensions aux bornes des condensateurs d'autant plus que la symétrie entre les tensions du haut du bas du filtre capacitif est fortement affectée.

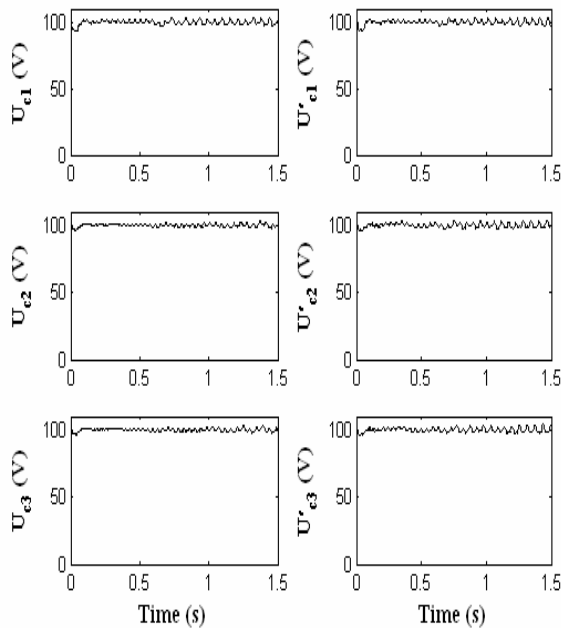


Figure 4.13 Tensions des condensateurs

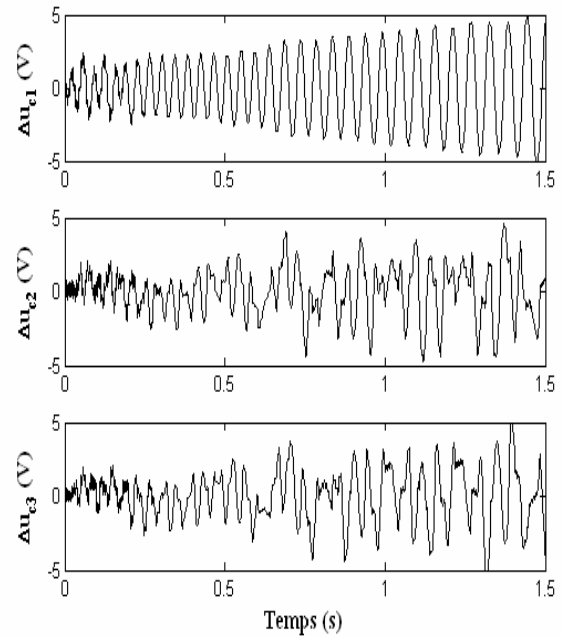


Figure 4.14 Les différences ΔU_{ci}

Les courants dans les bobines du circuit d'équilibrage sont issus des régimes oscillatoires non amorti. La figure 4.15 montre la forme des trois courants. Ceci justifier la nature bidirectionnelle en courant des interrupteurs qui forment le circuit d'équilibrage.

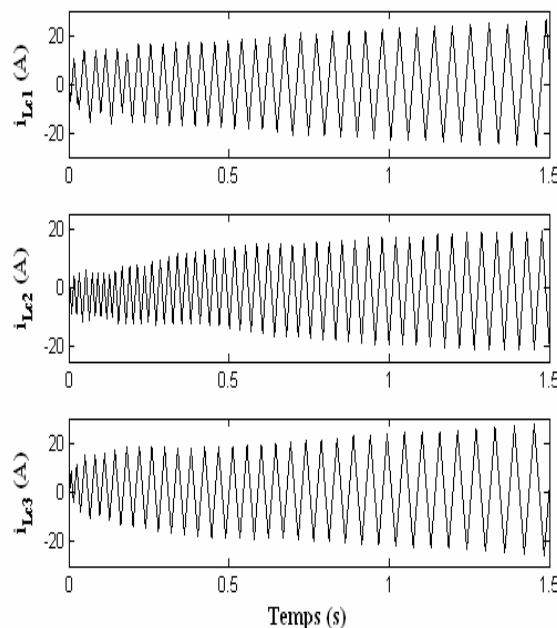


Figure 4.15 Courants des bobines d'équilibrage

4.2.4 Circuit d'équilibrage mixte

Le circuit intermédiaire d'équilibrage de la figure 4.16 est fondé sur l'idée d'exploiter à la fois les propriétés des circuits d'équilibrage inductif et résistif. Dans ce type de circuit, la partie résistive est utilisée principalement pour dissiper momentanément l'énergie stockée dans la bobine en cas de nécessité. Le circuit envisagé permet de réduire à la fois les oscillations et les pertes par effet Joule engendrées auparavant par les circuits d'équilibrage soit purement inductifs ou purement résistifs. Evidemment, les tensions continues sont contrôlées à la fois par les cellules du circuit d'équilibrage et les boucles de régulation côtés redresseurs.

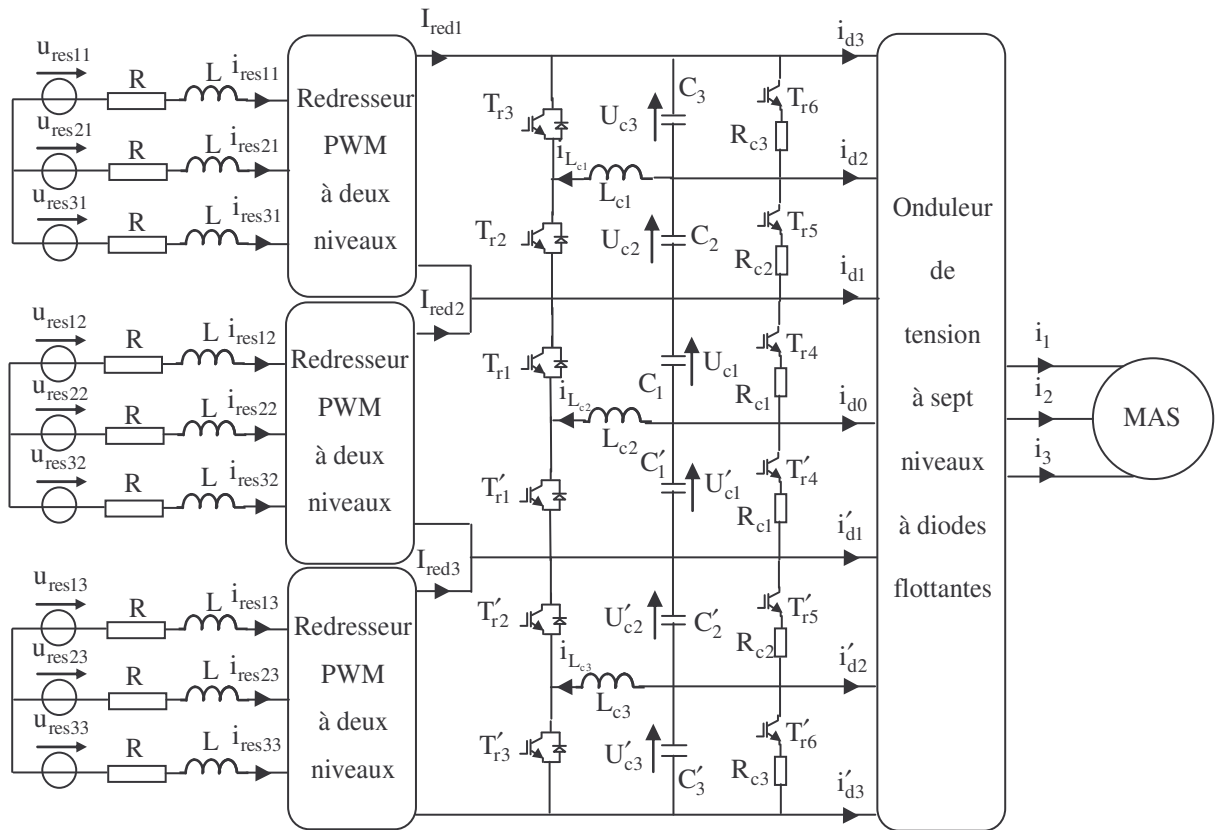


Figure 4.16 Structure de la cascade de trois redresseurs PWM à deux niveaux – Circuit d'équilibrage mixte – Onduleur à sept niveaux – MAS

4.2.4.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire

La mise en équations du filtre capacitif doté de son circuit d'équilibrage conduit à définir les courants dans les bobines et les tensions aux bornes des condensateurs.

Les courants dans les trois bobines du circuit d'équilibrage sont donnés par :

$$\begin{aligned}
 L_{c1} \frac{di_{L_{c1}}}{dt} &= S_2 U_{c2} - S_3 U_{c3} \\
 L_{c2} \frac{di_{L_{c2}}}{dt} &= S_1' U_{c1}' - S_1 U_{c1} \\
 L_{c3} \frac{di_{L_{c3}}}{dt} &= S_3' U_{c3}' - S_2' U_{c2}'
 \end{aligned} \tag{4.7.a}$$

Les tensions aux bornes des condensateurs du pont capacitif sont exprimées par :

$$\begin{aligned}
C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} + S_3 i_{L_{c1}} - S_6 \frac{U_{c3}}{R_{c3}} \\
C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - S_2 i_{L_{c1}} - S_5 \frac{U_{c2}}{R_{c2}} \\
C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} + S_1 i_{L_{c2}} - S_4 \frac{U_{c1}}{R_{c1}} \\
C'_1 \frac{dU'_{c1}}{dt} &= I_{red2} + i'_{d3} + i'_{d2} + i'_{d1} - S'_1 i_{L_{c2}} - S'_4 \frac{U'_{c1}}{R_{c1}} \\
C'_2 \frac{dU'_{c2}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3} + i'_{d2} + S'_2 i_{L_{c3}} - S'_5 \frac{U'_{c2}}{R_{c2}} \\
C'_3 \frac{dU'_{c3}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3} - S'_3 i_{L_{c3}} - S'_6 \frac{U'_{c3}}{R_{c3}}
\end{aligned} \tag{4.7.b}$$

Les commandes S_i et S'_i ($i=1,\dots,6$) sont données par l'algorithme suivant :

$$\begin{aligned}
&\text{if } U_{c2} > U_{c3} \quad S_2 = 1, S_3 = 1 - S_2 \\
&\quad \text{if } i_{L_{c1}} > 0 \quad S_5 = 0, S_6 = 0 \text{ else } S_5 = 1, S_6 = 0 \text{ end if} \\
&\text{else if } S_2 = 0, S_3 = 1 - S_2 \\
&\quad \text{if } i_{L_{c1}} < 0 \quad S_5 = 0, S_6 = 0 \text{ else } S_5 = 0, S_6 = 1 \text{ end if} \\
&\text{end if}
\end{aligned} \tag{4.8.a}$$

$$\begin{aligned}
&\text{if } U'_{c1} > U_{c1} \quad S'_1 = 1, S_1 = 1 - S'_1 \\
&\quad \text{if } i_{L_{c2}} > 0 \quad S'_4 = 0, S_4 = 0 \text{ else } S'_4 = 1, S_4 = 0 \text{ end if} \\
&\text{else if } S'_1 = 0, S_1 = 1 - S'_1 \\
&\quad \text{if } i_{L_{c2}} < 0 \quad S'_4 = 0, S_4 = 0 \text{ else } S'_4 = 0, S_4 = 1 \text{ end if} \\
&\text{end if}
\end{aligned} \tag{4.8.b}$$

$$\begin{aligned}
&\text{if } U'_{c3} > U'_{c2} \quad S'_3 = 1, S'_2 = 1 - S'_3 \\
&\quad \text{if } i_{L_{c3}} > 0 \quad S'_6 = 0, S'_5 = 0 \text{ else } S'_6 = 1, S'_5 = 0 \text{ end if} \\
&\text{else if } S'_3 = 0, S'_2 = 1 - S'_3 \\
&\quad \text{if } i_{L_{c3}} < 0 \quad S'_6 = 0, S'_5 = 0 \text{ else } S'_6 = 0, S'_5 = 1 \text{ end if} \\
&\text{end if}
\end{aligned} \tag{4.8.c}$$

L'idée principale derrière cet algorithme est basée sur le principe de décharge du condensateur à tension élevée dans la bobine adjacente. Dans le cas où le courant de la bobine tend à décharger ce condensateur; le pont résistif n'intervient pas. Par contre, lorsqu'il s'agit d'un courant de charge, le pont résistif doit être actionné pour empêcher de charger davantage le condensateur en question.

4.2.4.2 Résultats de simulation

Dans ce cas, les paramètres du circuit intermédiaire sont : $C_i = C'_i = 20 \text{ mF}$, $L_{ci} = 20 \text{ mH}$ et $R_{ci} = 150 \Omega$.

Les figures 4.17 et 4.18 montrent l'efficacité du circuit d'équilibrage proposé en terme de stabilisation des tensions aux bornes des condensateurs tout en conservant une symétrie entre ces tensions par rapport au point milieu de l'onduleur. Nous avons examiné les deux modes de fonctionnement usuel de la machine

asynchrone à savoir les marches à vide et en charge. Il est intéressant de noter ici que le régime transitoire de la machine lors de son démarrage à pleine charge n'affecte pas la stabilité des tensions continues. Chacune de ces tensions suit parfaitement sa référence après un régime transitoire de courte durée. En outre, d'après la figure 4.18, les différences entre les tensions restent faibles en régime permanent indépendamment du mode de fonctionnement de la machine.

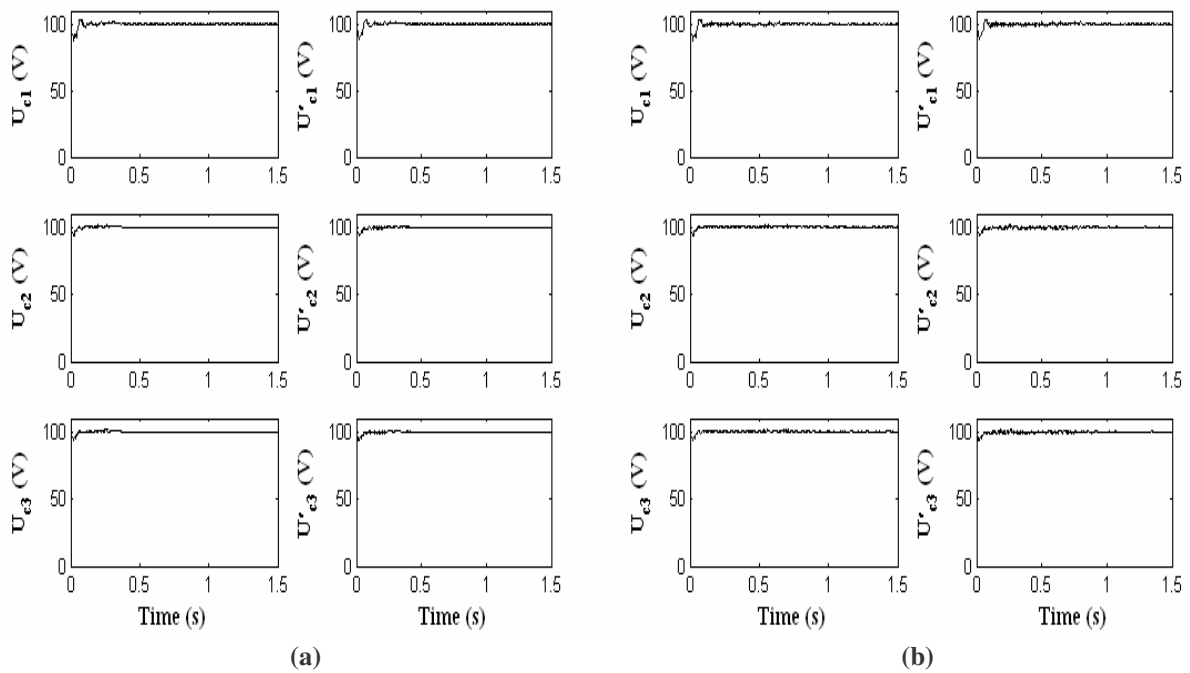


Figure 4.17 Tensions des condensateurs : a) Démarrage à vide de la MAS
b) Démarrage en charge nominale de la MAS

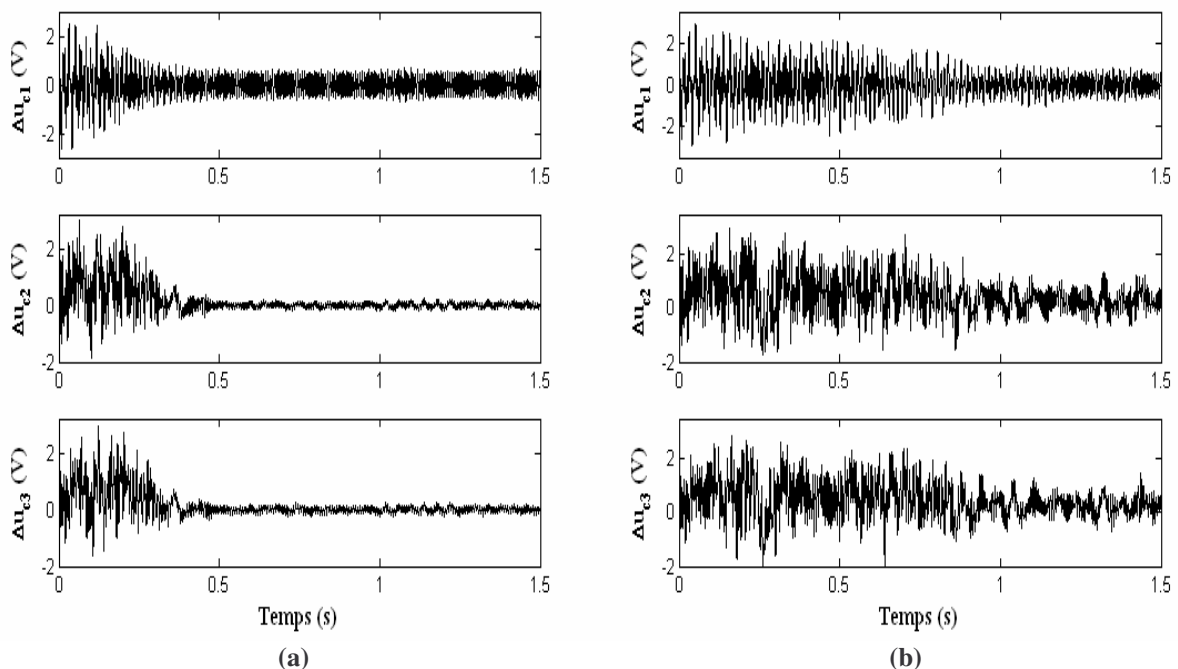


Figure 4.18 Les différences ΔU_{ci} : a) Démarrage à vide de la MAS
b) Démarrage en charge nominale de la MAS

Les courants dans les bobines du circuit d'équilibrage sont présentés par les figures 4.19 et 4.20. En charge, ces courants prennent des amplitudes plus importantes. De ce fait, les composants du circuit auxiliaire doivent être dimensionnés en conséquence.

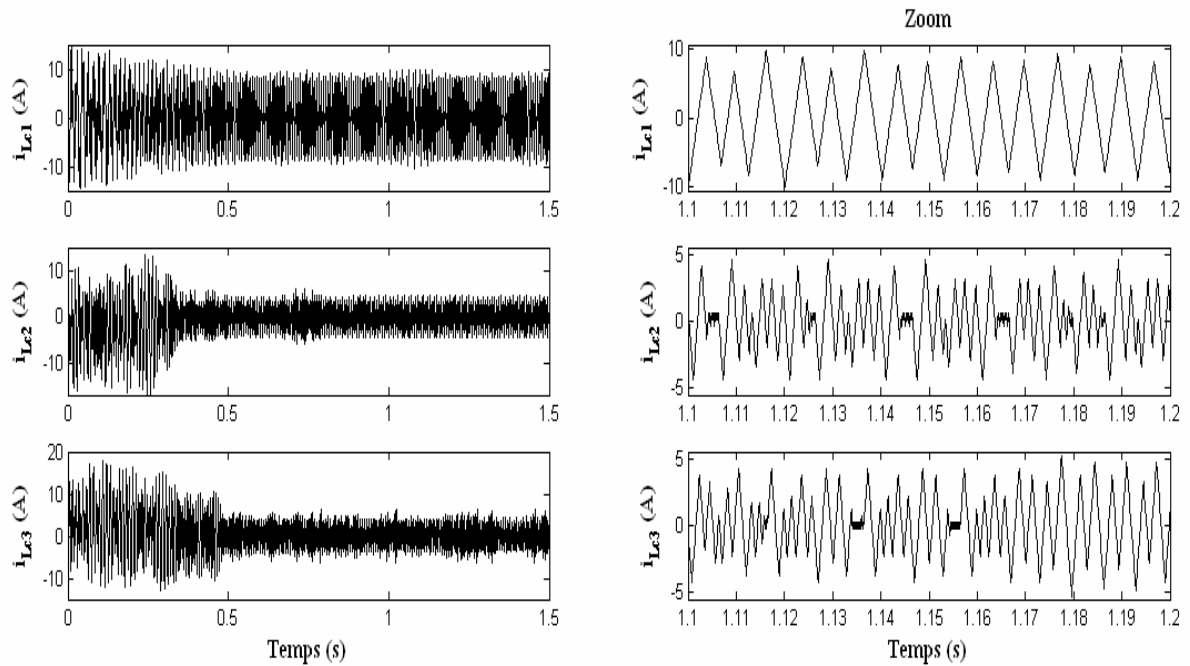


Figure 4.19 Les courants des bobines lors d'un démarrage à vide de la MAS

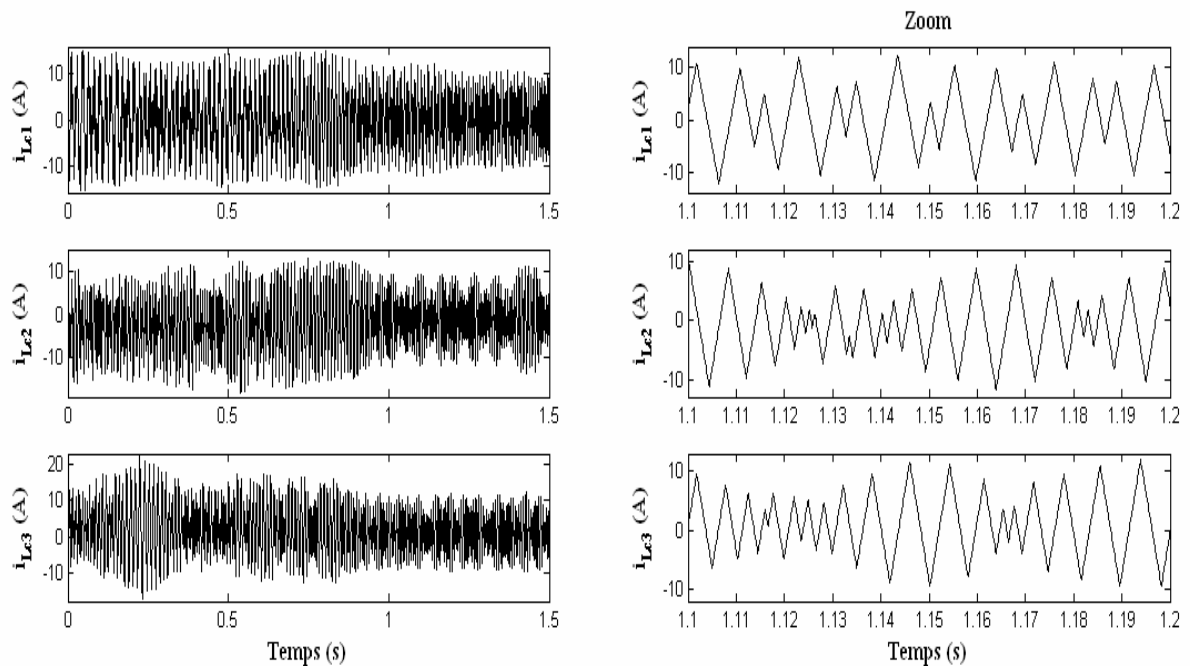


Figure 4.20 Les courants des bobines lors d'un démarrage en charge de la MAS

La figure 4.21 montre que la tension de sortie de chaque redresseur suit parfaitement sa valeur de référence. En outre, le courant de réseau est en phase avec la tension correspondante ce qui conduit à un facteur de puissance unitaire coté réseau.

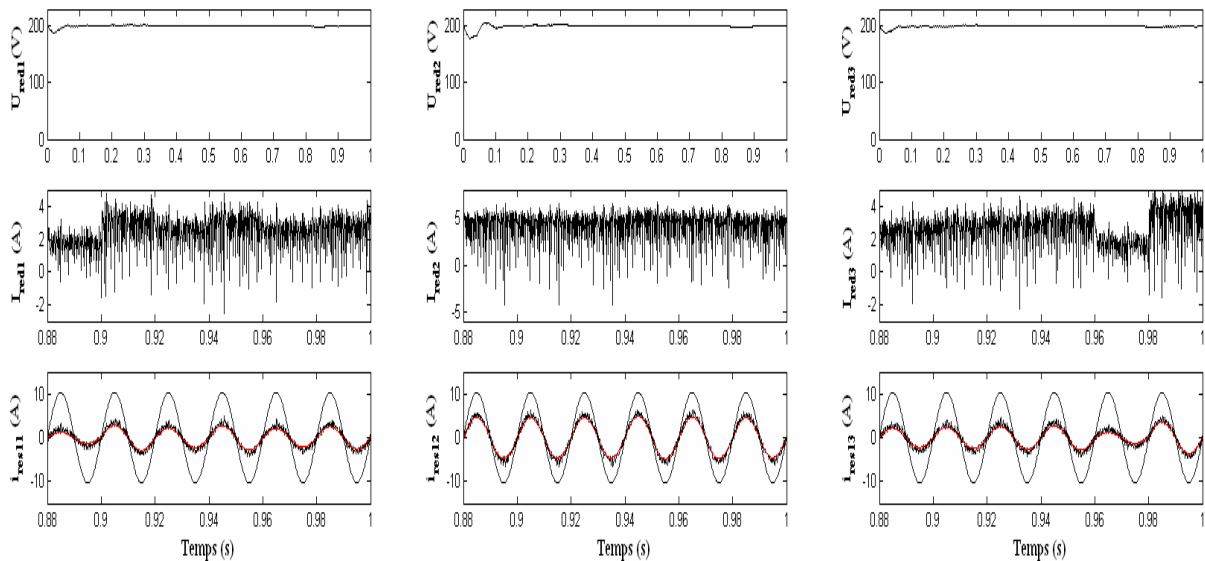


Figure 4.21 Performances des trois redresseurs PWM

Les performances de la machine asynchrone sont illustrées par la figure 4.22. En raison de la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur, le comportement du système est très satisfaisant.

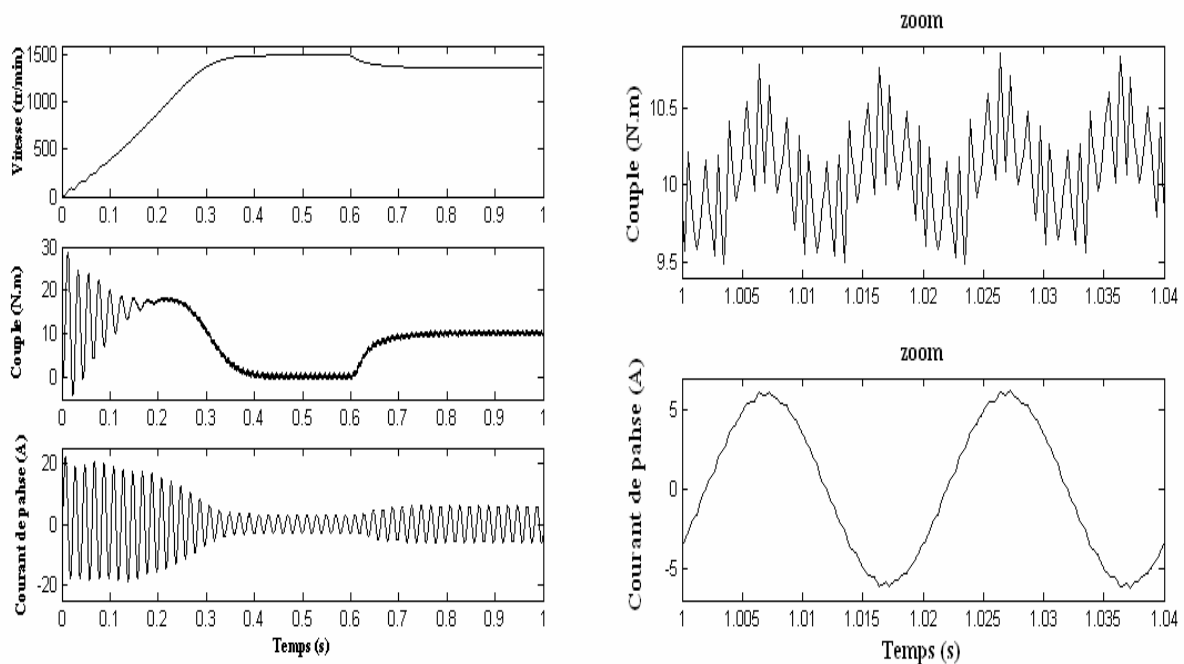


Figure 4.22 Performances de la machine asynchrone

4.2.5 Circuit d'équilibrage mixte optimisé

La figure 4.23 montre une autre variante des circuits d'équilibrage mixtes inspirée de l'idée que nous avons développé dans le paragraphe 4.2.2. Ce circuit est capable de transférer la charge électrique de la capacité à tension élevée vers sa voisine à tension faible.

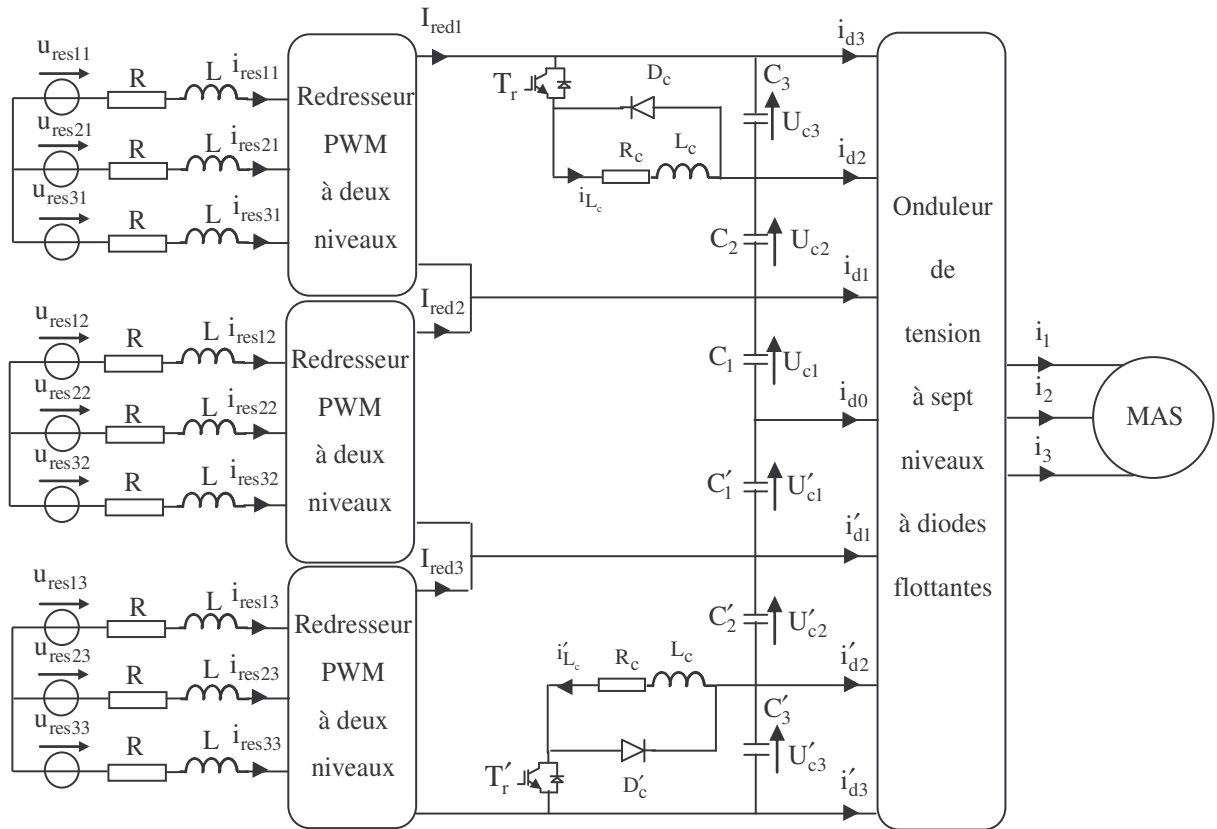


Figure 4.23 Structure de la cascade de trois redresseurs PWM à deux niveaux – Circuit d'équilibrage mixte optimisé – Onduleur à sept niveaux – MAS

4.2.5.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire

La modélisation du circuit intermédiaire nécessite la connaissance des équations donnant les courants dans les deux bobines et les tensions aux bornes des différents condensateurs.

Les courants traversant les bobines du circuit d'équilibrage sont définis par:

$$\begin{aligned}
 L_c \frac{di_{L_c}}{dt} &= S U_{c3} - R_c i_{L_c} \\
 L_c \frac{di'_{L_c}}{dt} &= S' U'_{c3} - R_c i'_{L_c}
 \end{aligned}
 \tag{4.9.a}$$

Les tensions du filtre capacitif sont données par :

$$\begin{aligned}
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} - S i_{L_c} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} \\
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{red2} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} \\
 C'_1 \frac{dU'_{c1}}{dt} &= I_{red2} + i'_{d3} + i'_{d2} + i'_{d1} \\
 C'_2 \frac{dU'_{c2}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3} + i'_{d2} \\
 C'_3 \frac{dU'_{c3}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3} - S' i'_{L_c}
 \end{aligned}
 \tag{4.9.b}$$

Les commandes S et S' sont définies par :

$$\begin{aligned} & \text{if } U_{c3} > U_c^{ref} \quad S=1 \quad \text{else} \quad S=0 \quad \text{end if} \\ & \text{if } U'_{c3} > U_c^{ref} \quad S'=1 \quad \text{else} \quad S'=0 \quad \text{end if} \end{aligned} \tag{4.10}$$

4.2.5.2 Résultats de simulation

Les paramètres du circuit intermédiaire sont : $C_i = C_i = 20 \text{ mF}$, $L_c = 5 \text{ mH}$ et $R_c = 10 \Omega$. Pour éviter l'influence de la phase de roue libre sur le calcul des courants, on doit les initialisés par une valeur très faible de l'ordre de $0.1 \mu\text{A}$. Les figures 4.24 et 4.25 montrent que ce circuit d'équilibrage est avantageux du fait que sa réalisation nécessite des inductances de faibles tailles tout en assurant une stabilisation parfaite des tensions d'entrée de l'onduleur avec une symétrie probante.

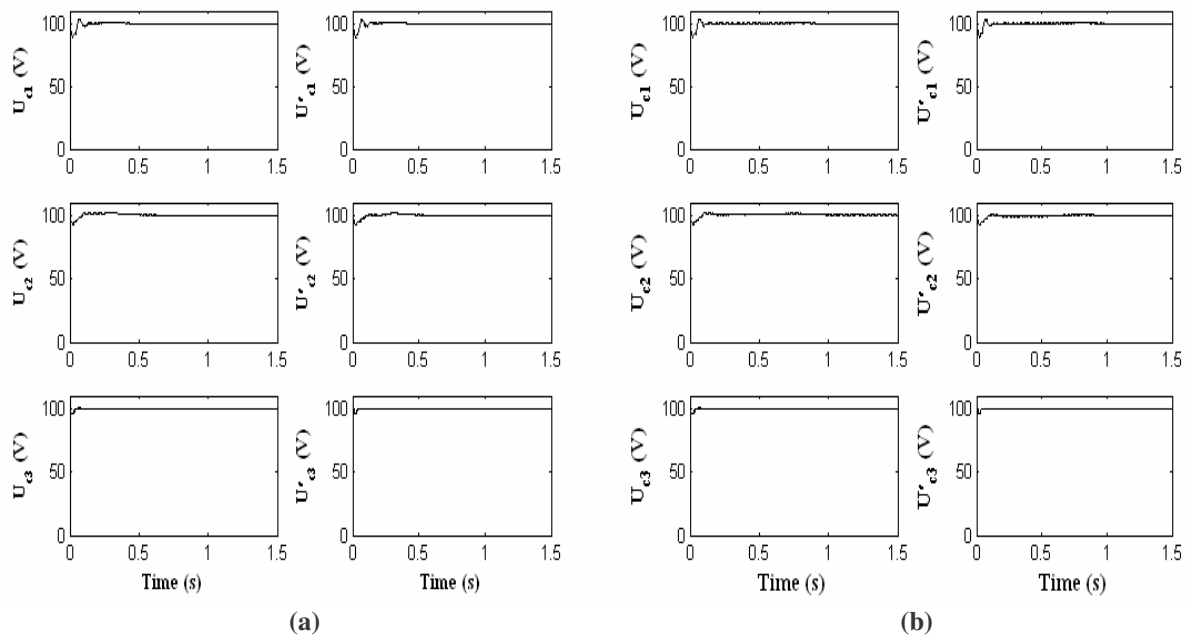


Figure 4.24 Tensions des condensateurs : a) Démarrage à vide de la MAS
b) Démarrage en charge nominale de la MAS

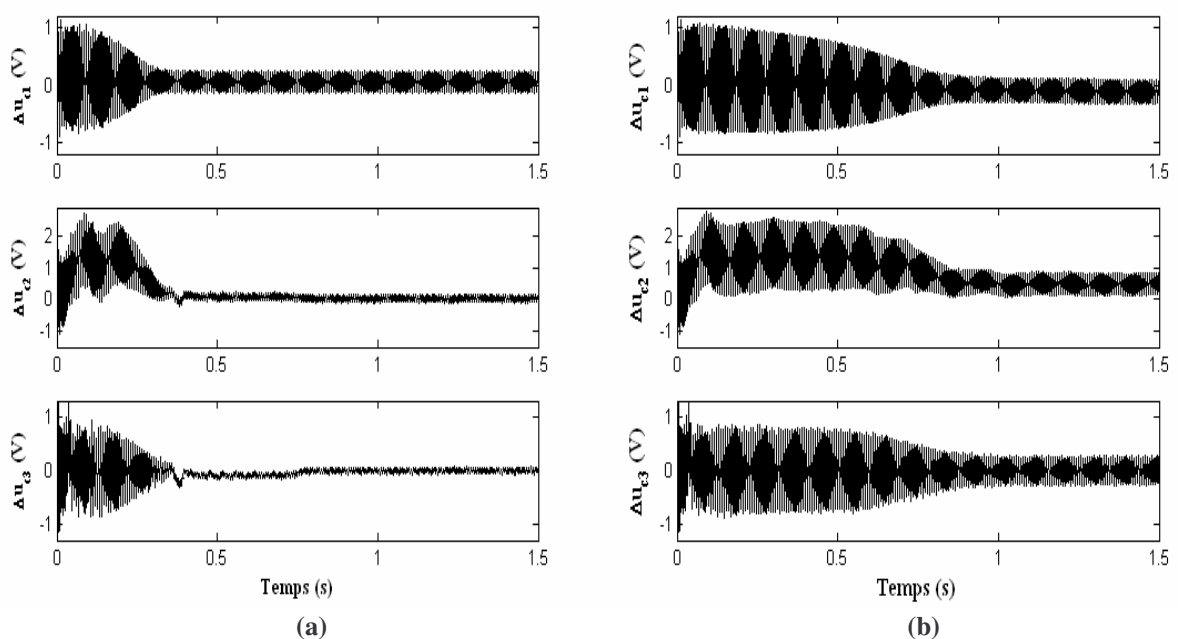


Figure 4.25 Les différences ΔU_{ci} : a) Démarrage à vide de la MAS
b) Démarrage en charge nominale de la MAS

Le choix des paramètres du circuit d'équilibrage R_c et L_c doit prendre en compte à la fois la stabilité du filtre capacitif et la valeur de l'intensité du courant qui doit être installé dans les bobines. La valeur de R_c que nous avons adoptée limite les courants dans les bobines mais en contre partie, les pertes par effet Joule se trouvent augmentées.

Les courants des deux bobines sont donnés par les figures 4.26 et 4.27 lors du fonctionnement de la machine à vide et en charge respectivement. Ces courants sont unidirectionnels et leurs valeurs moyennes sont en fonction des éléments du circuit d'équilibrage.

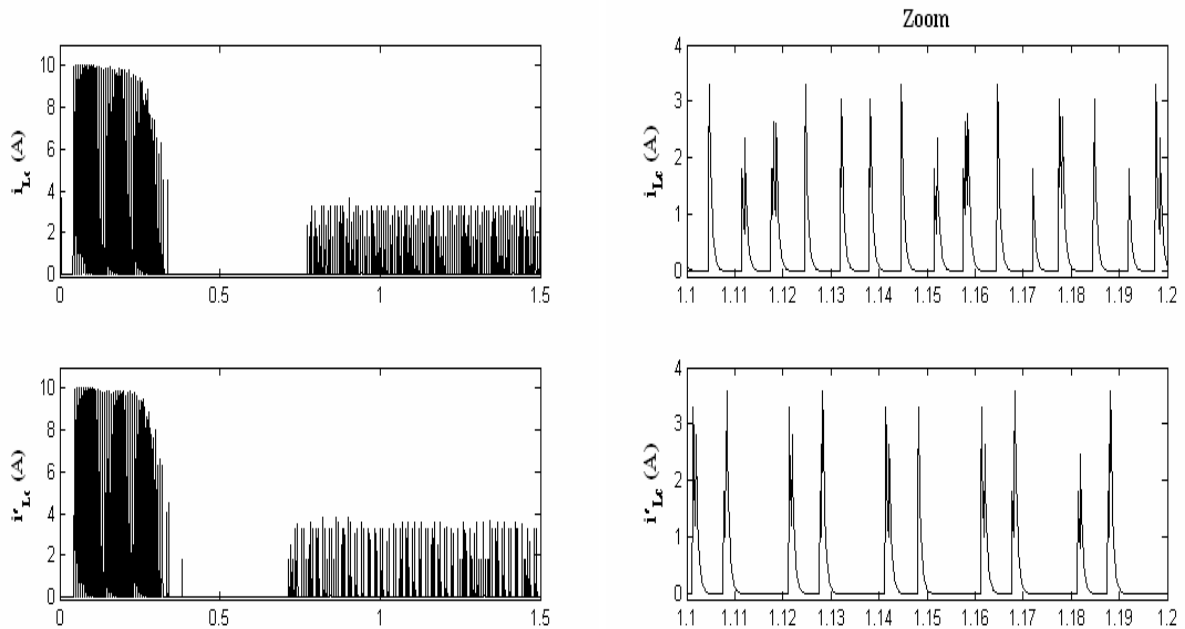


Figure 4.26 Les courants des bobines lors d'un démarrage à vide de la MAS

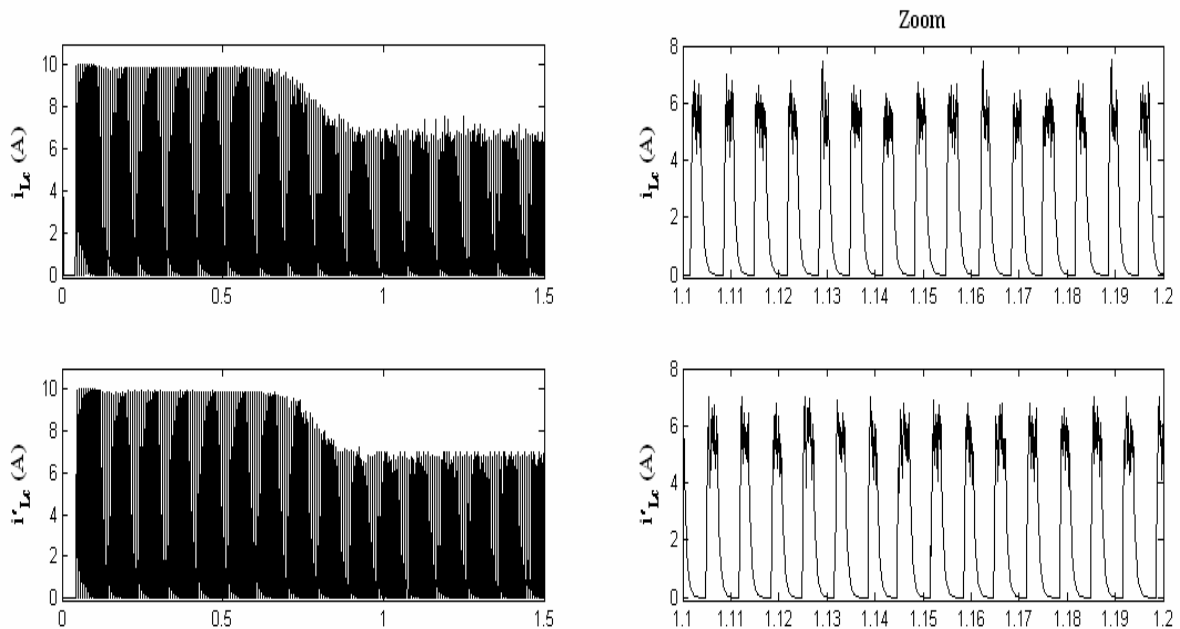


Figure 4.27 Les courants des bobines lors d'un démarrage en charge de la MAS

Dans le but de montrer l'influence des valeurs de l'inductance et de la résistance du circuit d'équilibrage sur les valeurs moyennes des courants dans les bobines, nous avons simulé la cascade avec $L_c = 1\text{mH}$ et $R_c = 1\Omega$. La machine démarre à vide, puis elle est chargée à $t=0.8\text{s}$ par un couple nominal. Les figures 4.28 à 4.30 montre qu'avec de faibles valeurs de L_c et R_c le circuit auxiliaire est capable toujours de

stabiliser les tensions aux bornes des condensateurs. Toutefois, les valeurs moyennes des courants dans les bobines augmentent en conséquence.

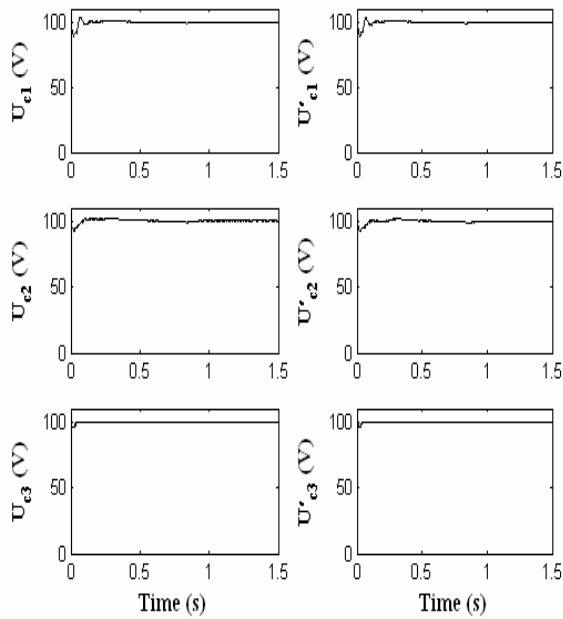


Figure 4.28 Tensions des condensateurs

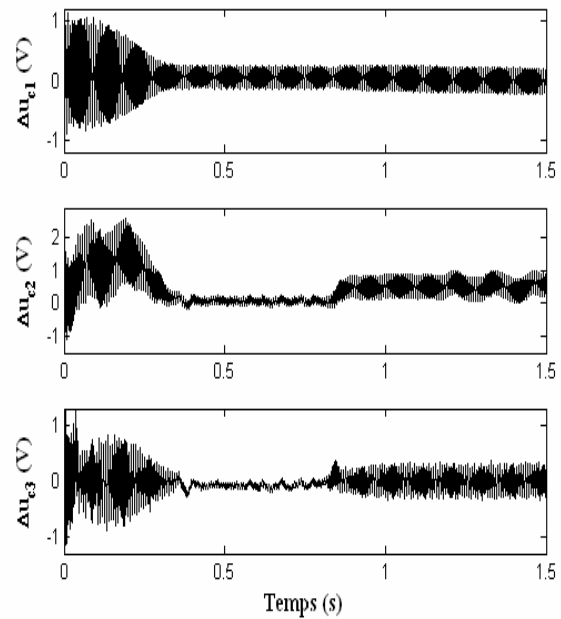


Figure 4.29 Les différences ΔU_{ci}

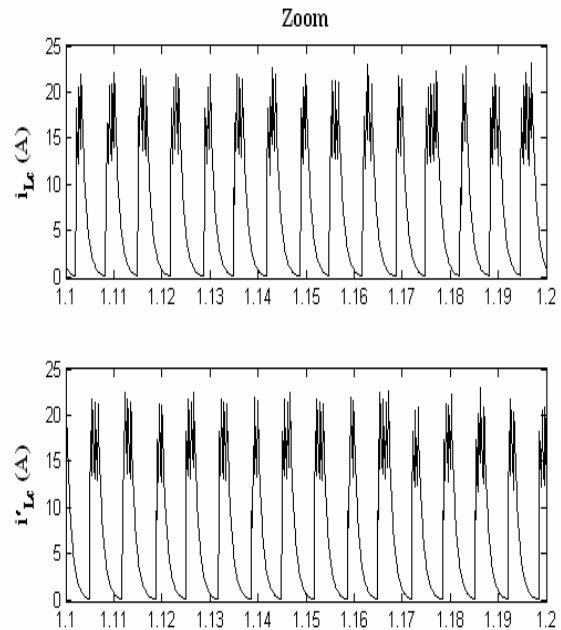
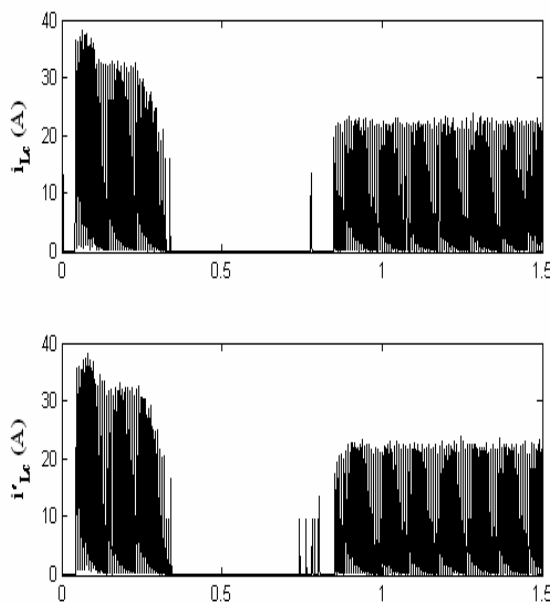


Figure 4.30 Les courants des bobines lors d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple résistant à $t=0.8s$

Pour voir davantage l'efficacité de ce circuit d'équilibrage, dans les figures 4.31 et 4.32, nous avons simulé l'intervention de ce circuit à $t=1s$ après un régime de déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs. Nous constatons bien que le circuit auxiliaire mixte optimisé est apte de rééquilibrer rapidement les tensions continues.

Les tensions de sortie des trois redresseurs suivent parfaitement leurs références comme le montre la figure 4.33. On constate également que la cascade assure un facteur de puissance unitaire côté réseau.

La conduite de la machine asynchrone avec ce type de cascade aboutit aux résultats de la figure 4.34. Cette dernière montre des performances assez intéressantes. Ces performances sont dues principalement à la stabilité et légalité des différentes sources continues à l'entrée de l'onduleur.

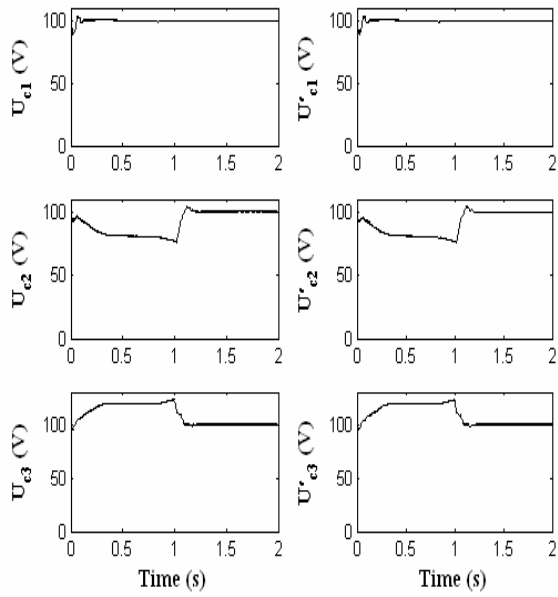


Figure 4.31 Tensions des condensateurs

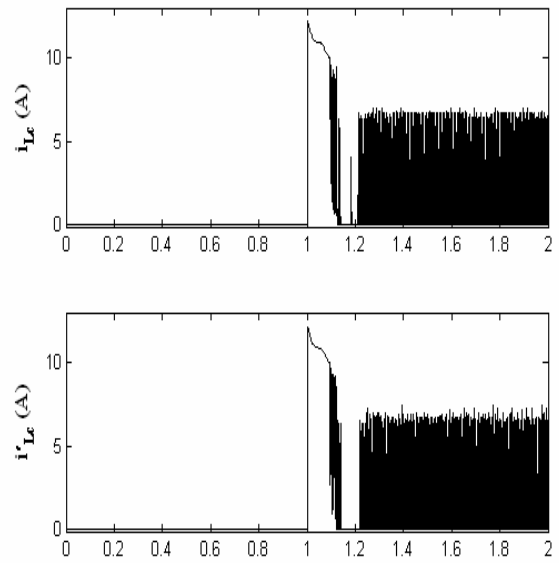


Figure 4.32 Les courants des bobines

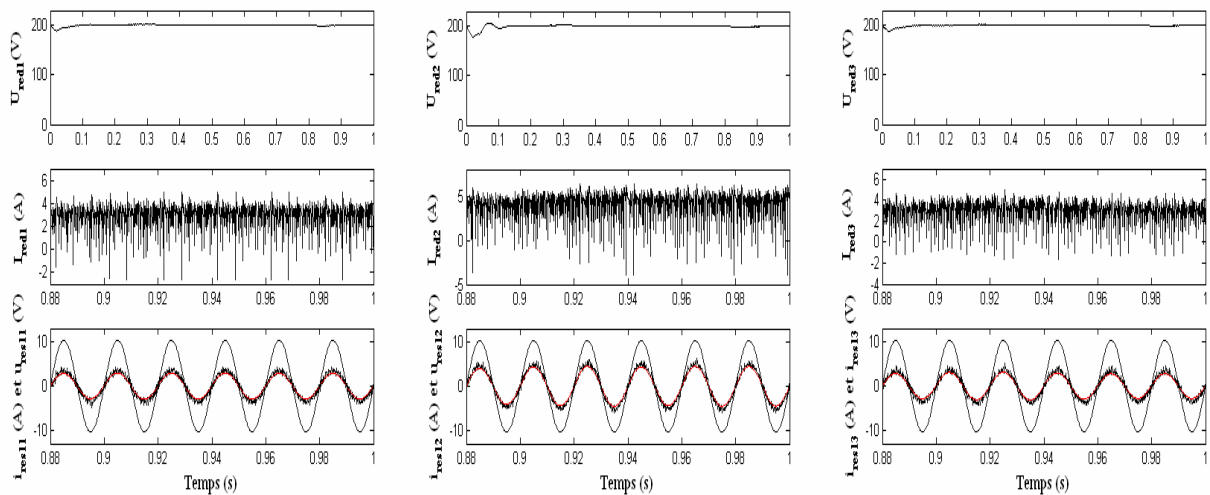


Figure 4.33 Performances des trois redresseurs PWM

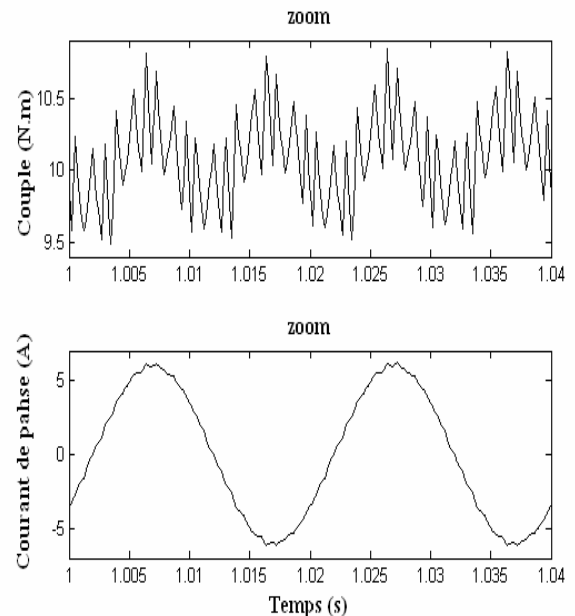
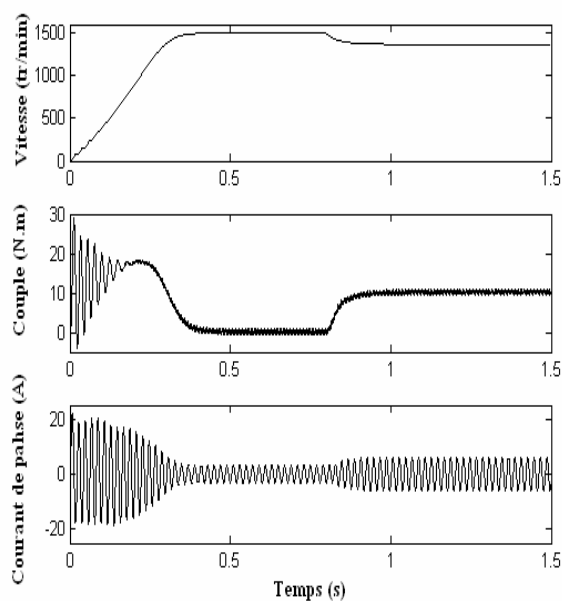


Figure 4.34 Performances de la machine asynchrone

4.3 Cascade de trois redresseurs de courants à trois niveaux – Circuit d'équilibrage – Onduleur à sept niveaux à diodes flottantes – MAS

Dans cette section, les circuits d'équilibrage proposés pour les alimentations continues à base de redresseurs de courant à deux niveaux sont étendus aux alimentations à base de redresseurs multiniveaux.

4.3.1 Circuit d'équilibrage résistif simplifié

Afin d'améliorer la qualité harmonique des ondes coté réseau, trois redresseurs PWM à trois niveaux sont utilisés. La structure de la cascade à base de redresseurs à trois niveaux est donnée par la figure 4.35.

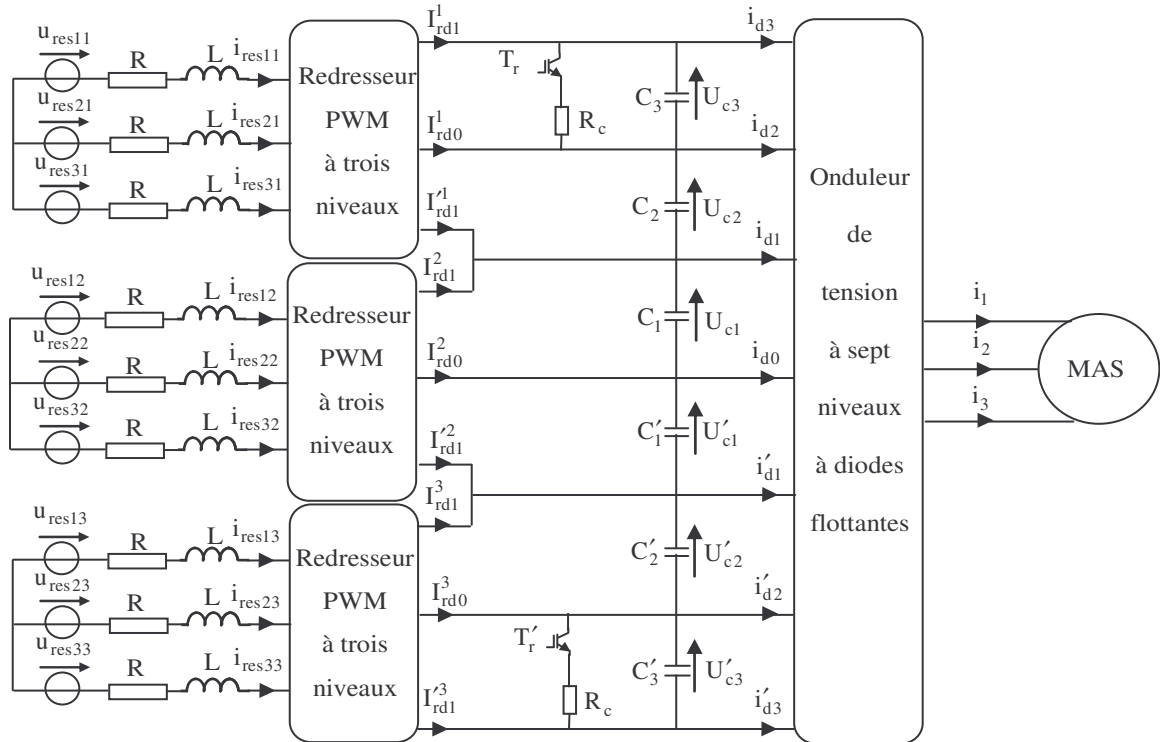


Figure 4.35 Structure de la cascade de trois redresseurs de courant à MLI à trois niveaux – Circuit d'équilibrage résistif simplifié – Onduleur à sept niveaux – MAS

4.3.1.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire

Le filtre capacitif et son circuit d'équilibrage peuvent être représentés par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{rd1}^1 - i_{d3} - S \frac{U_{c3}}{R_c} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{rd0}^1 + I_{rd1}^1 - i_{d2} - i_{d3} \\
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{rd0}^1 + I_{rd1}^1 + I_{rd1}'^1 + I_{rd1}^2 - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} \\
 C_1' \frac{dU_{c1}'}{dt} &= -I_{rd0}^3 - I_{rd1}^3 - I_{rd1}'^3 - I_{rd1}^2 + i_{d1}' + i_{d2}' + i_{d3}' \\
 C_2' \frac{dU_{c2}'}{dt} &= -I_{rd0}^3 - I_{rd1}^3 + i_{d2}' + i_{d3}' \\
 C_3' \frac{dU_{c3}'}{dt} &= -I_{rd1}^3 + i_{d3}' - S' \frac{U_{c3}'}{R_c}
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

La commande des transistors T_r et T_r' est définie par:

$$\begin{aligned}
 \text{if } U_{c3} > U_c^{ref} \text{ } S &= 1 \text{ else } S = 0 \text{ end if} \\
 \text{if } U_{c3}' > U_c'^{ref} \text{ } S' &= 1 \text{ else } S' = 0 \text{ end if}
 \end{aligned} \tag{4.12}$$

4.3.1.2 Résultats de simulation

Les paramètres de simulation utilisés pour les redresseurs et l'onduleur sont identiques à ceux sans circuit d'équilibrage.

La valeur de la résistance R_c est fixée à 80Ω . Toutes les capacités sont identiques de valeurs égales à $20mF$. Il faut noter que chacune des tensions U_{redi} , ($i = 1, 2, 3$) désigne la somme des deux tensions de sortie du redresseur à trois niveaux correspondant.

Les figures 4.36 et 4.37 montrent que l'emploi de ce type de circuit d'équilibrage nous permet d'avoir des résultats forts intéressants vu que les tensions continues d'entrée de l'onduleur restent sensiblement constantes après un régime transitoire. Tout dépend, de la valeur de la résistance R_c qui influe sur le temps d'établissement des tensions aux bornes des condensateurs. L'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs permet d'avoir de faibles différences ΔU_{ci} .

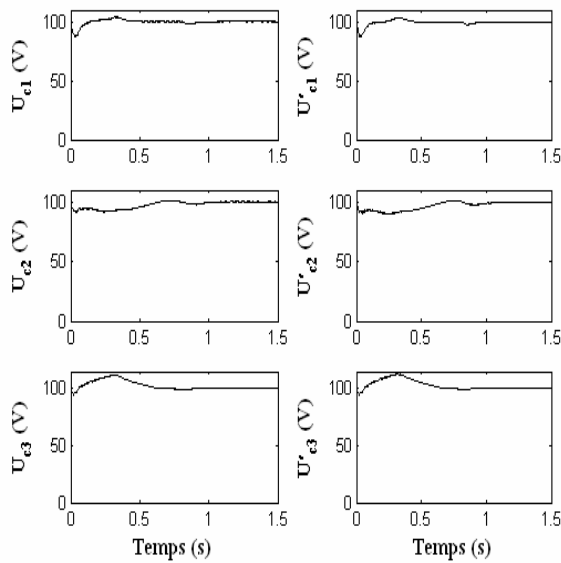


Figure 4.36 Tensions des condensateurs

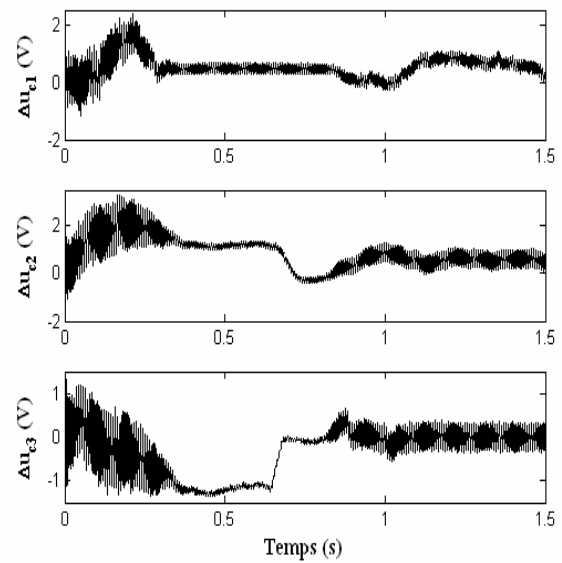


Figure 4.37 Les différences ΔU_{ci}

La figure 4.38 montre les performances des trois redresseurs de courant à trois niveaux. Les tensions de sortie suivent bien leurs références. Les courants des réseaux sont pratiquement sinusoïdaux et en phase avec les tensions correspondantes.

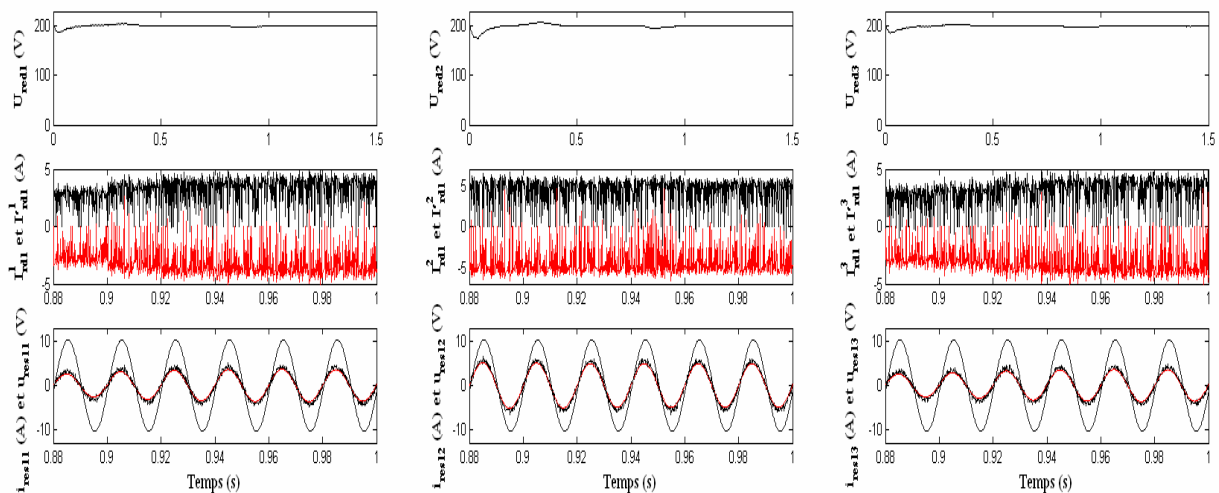


Figure 4.38 Performances des trois redresseurs PWM

Les bonnes performances de la machine asynchrone représentées par la figure 4.39 sont dues principalement à la stabilité des tensions aux bornes des condensateurs.

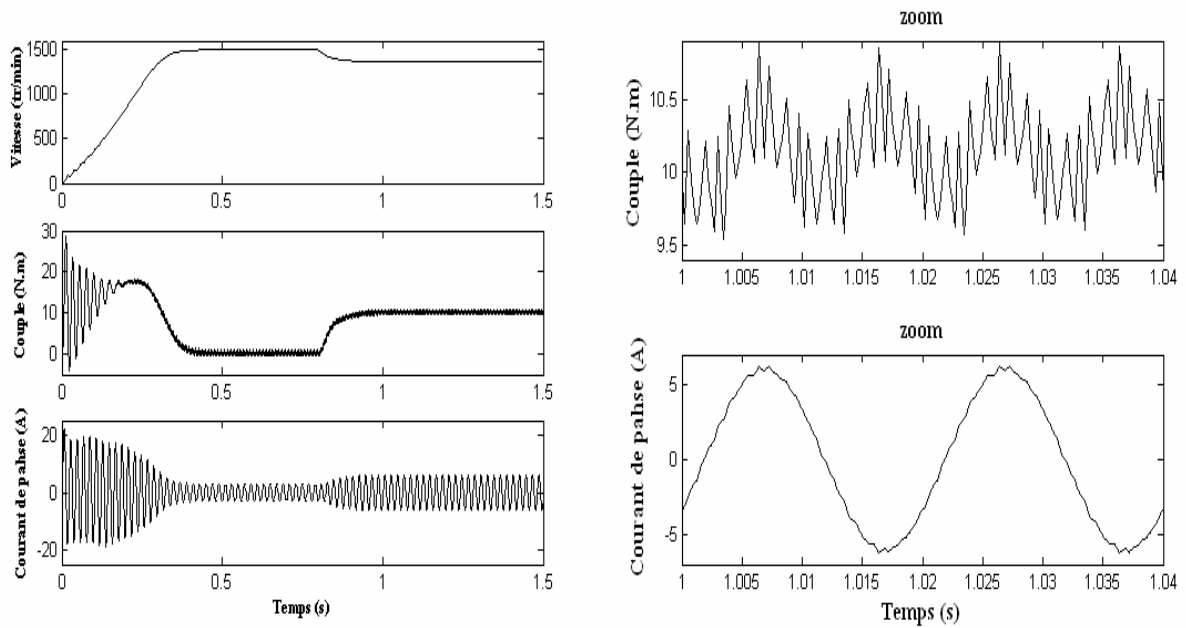


Figure 4.39 Performances de la machine asynchrone

4.3.2 Circuits d'équilibrage mixtes

La figure 4.40 présente la structure du circuit mixte proposé pour équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs. L'objectif c'est de montrer que ce type de circuit d'équilibrage peut être utilisé avec une alimentation continue à niveaux multiples.

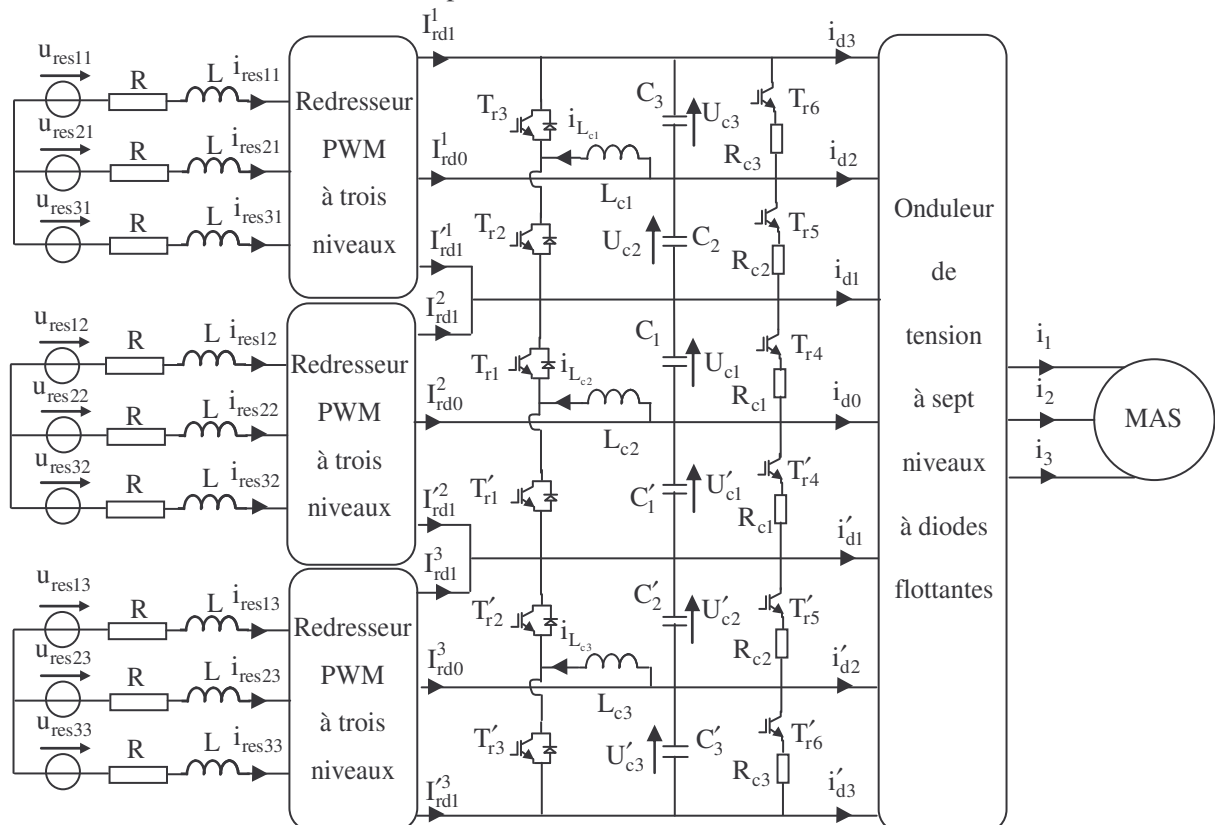


Figure 4.40 Structure de la cascade de trois redresseurs de courant PWM à trois niveaux – Circuit d'équilibrage mixte – Onduleur à sept niveaux – MAS

4.3.2.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire

Le filtre capacitif et son circuit d'équilibrage peuvent être modélisés par l'équation (4.13). Cette équation permet de fournir à la fois les courants dans les bobines et les tensions aux bornes des condensateurs.

Les courants traversant les trois bobines sont donnés par :

$$\begin{aligned} L_{c1} \frac{di_{L_{c1}}}{dt} &= S_2 U_{c2} - S_3 U_{c3} \\ L_{c2} \frac{di_{L_{c2}}}{dt} &= S'_1 U'_{c1} - S_1 U_{c1} \\ L_{c3} \frac{di_{L_{c3}}}{dt} &= S'_3 U'_{c3} - S'_2 U'_{c2} \end{aligned} \quad (4.13.a)$$

Les tensions aux bornes des condensateurs sont exprimées par :

$$\begin{aligned} C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{rd1}^1 - i_{d3} + S_3 i_{L_{c1}} - S_6 \frac{U_{c3}}{R_{c3}} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{rd0}^1 + I_{rd1}^1 - i_{d2} - i_{d3} - S_2 i_{L_{c1}} - S_5 \frac{U_{c2}}{R_{c2}} \\ C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{rd0}^1 + I_{rd1}^1 + I_{rd1}'^1 + I_{rd1}^2 - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} + S_1 i_{L_{c2}} - S_4 \frac{U_{c1}}{R_{c1}} \\ C_1' \frac{dU'_{c1}}{dt} &= -I_{rd0}^3 - I_{rd1}^3 - I_{rd1}'^3 - I_{rd1}'^2 + i'_{d1} + i'_{d2} + i'_{d3} - S'_1 i_{L_{c2}} - S'_4 \frac{U'_{c1}}{R_{c1}} \\ C_2' \frac{dU'_{c2}}{dt} &= -I_{rd0}^3 - I_{rd1}^3 + i'_{d2} + i'_{d3} + S'_2 i_{L_{c3}} - S'_5 \frac{U'_{c2}}{R_{c2}} \\ C_3' \frac{dU'_{c3}}{dt} &= -I_{rd1}^3 + i'_{d3} - S'_3 i_{L_{c3}} - S'_6 \frac{U'_{c3}}{R_{c3}} \end{aligned} \quad (4.13.b)$$

L'algorithme de commande qui calcule S_i et S'_i ($i=1,\dots,6$) est identique à celui donné par l'équation (4.8).

4.3.2.2 Résultats de simulation

Les paramètres du circuit intermédiaire adoptés dans ce cas sont : $C_i = C'_i = 20 \text{ mF}$, $L_{ci} = 20 \text{ mH}$ et $R_{ci} = 200 \Omega$ avec $i = 1, 2, 3$.

Selon la figure 4.41, il apparaît clairement que ce circuit d'équilibrage permet de maîtriser les dérives des tensions d'entrée de l'onduleur. En outre, il assure une symétrie entre les tensions aux bornes des condensateurs de part et d'autre du point milieu de l'onduleur, comme il est présenté par la figure 4.42.

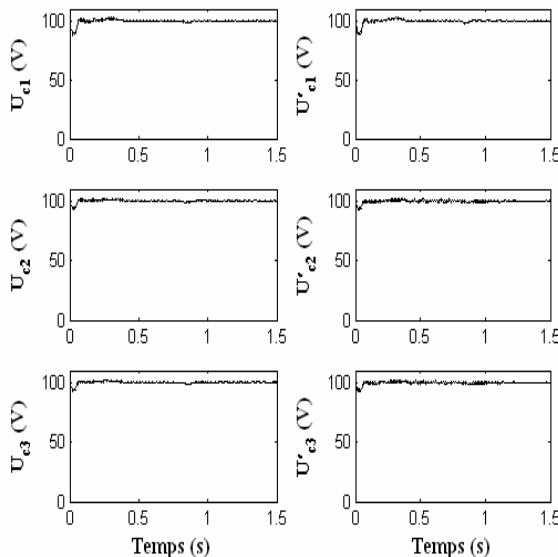


Figure 4.41 Tensions des condensateurs

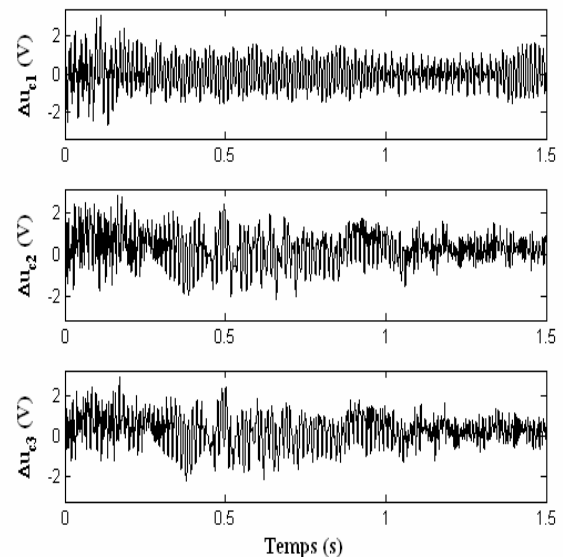


Figure 4.42 Les différences ΔU_{ci}

Les courants des réseaux sont sinusoïdaux et en phase avec leurs tensions de phase ce qui revient à dire que les facteurs de puissance sont unitaires comme le montre la figure 4.43.

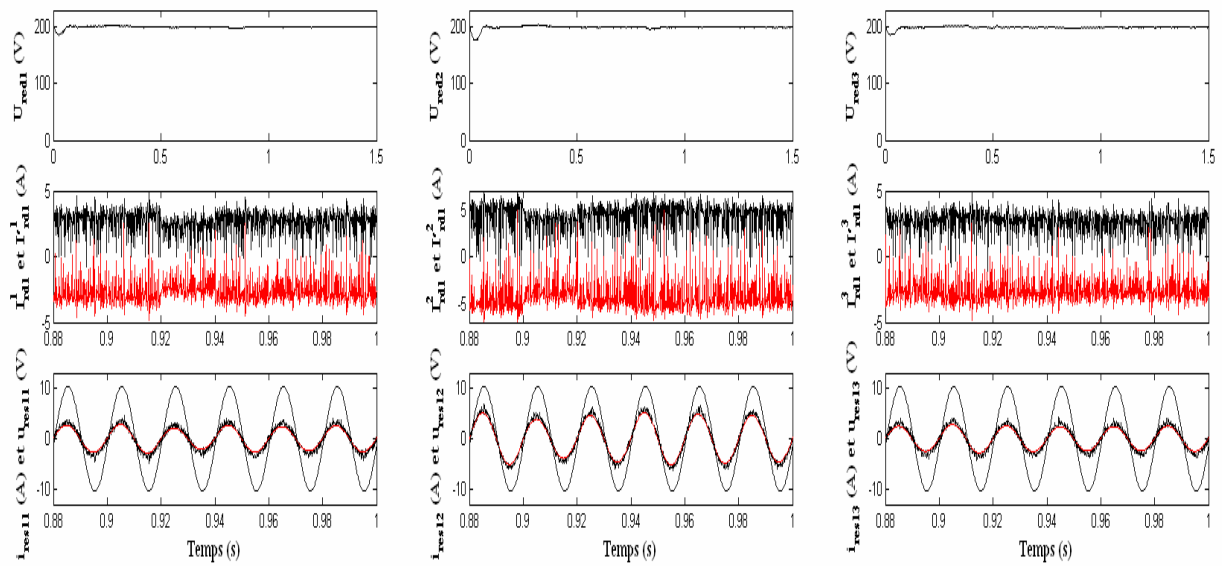


Figure 4.43 Performances des trois redresseurs PWM

La figure 4.44 donne les performances de la machine asynchrone lors d'une application d'un couple résistant nominal. En raison de la stabilisation des six tensions d'entrée de l'onduleur, les réponses de la machine sont très satisfaisantes.

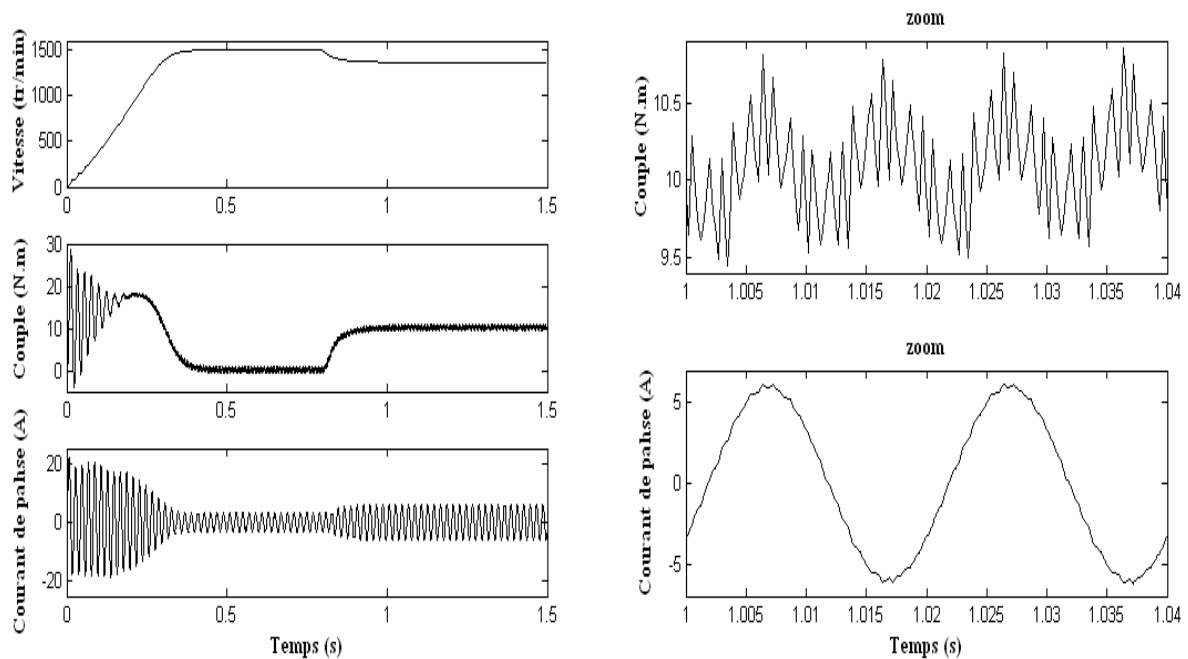


Figure 4.44 Performances de la machine asynchrone

4.3.3 Circuit d'équilibrage mixte optimisé

La structure de la cascade équipée par son circuit d'équilibrage est représentée par la figure 4.45.

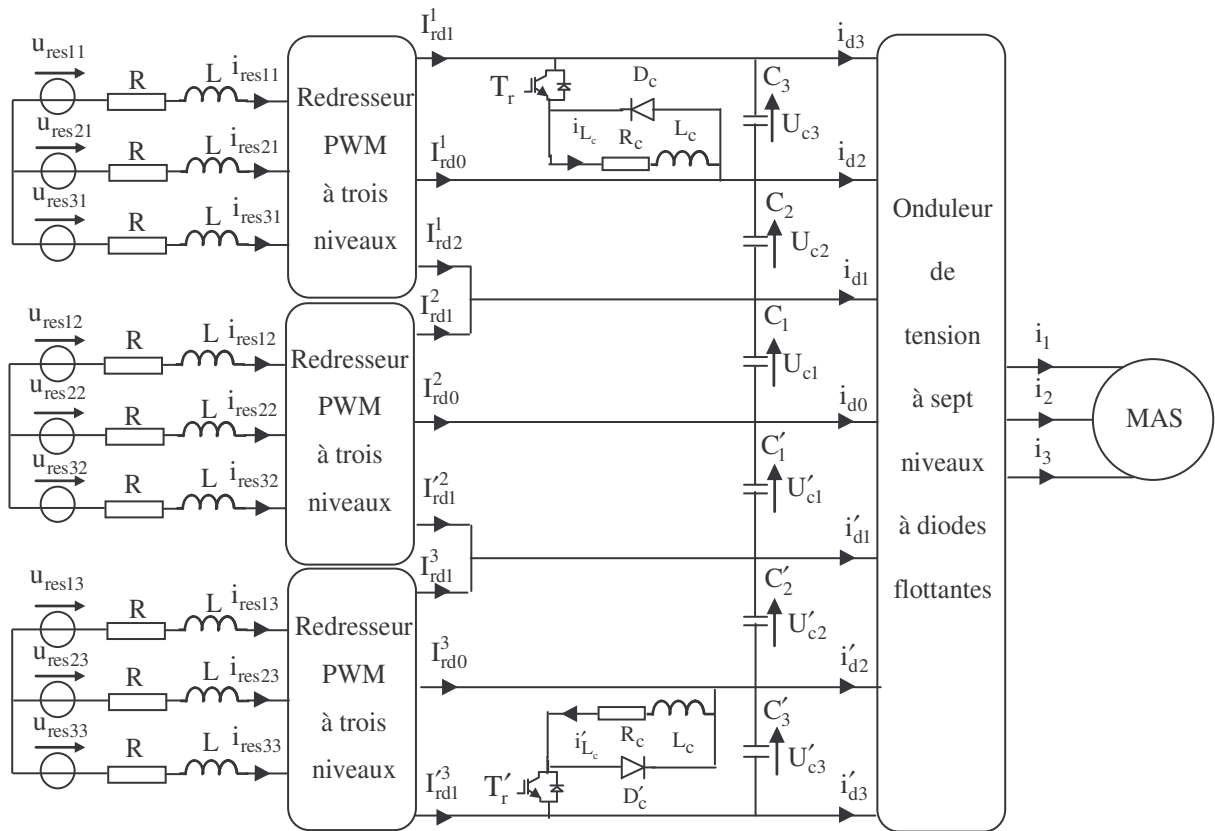


Figure 4.45 Structure de la cascade de trois redresseurs de courant PWM à trois niveaux – Circuit d'équilibrage mixte optimisé – Onduleur à sept niveaux – MAS

4.3.3.1 Modélisation et commande du circuit intermédiaire

Les courants i_{L_c} et i'_{L_c} sont donnés par l'équation suivante :

$$L_c \frac{di_{L_c}}{dt} = S U_{c3} - R_c i_{L_c} \quad (4.14.a)$$

$$L_c \frac{di'_{L_c}}{dt} = S' U'_{c3} - R_c i'_{L_c}$$

Les tensions aux bornes des condensateurs sont exprimées par :

$$C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} = I_{rd1}^1 - i_{d3} - S i_{L_c}$$

$$C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = I_{rd0}^1 + I_{rd1}^1 - i_{d2} - i_{d3}$$

$$C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = I_{rd0}^1 + I_{rd1}^1 + I_{rd1}'^1 + I_{rd1}^2 - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3}$$

$$C_1' \frac{dU'_{c1}}{dt} = -I_{rd0}^3 - I_{rd1}^3 - I_{rd1}'^3 - I_{rd1}'^2 + i'_{d1} + i'_{d2} + i'_{d3}$$

$$C_2' \frac{dU'_{c2}}{dt} = -I_{rd0}^3 - I_{rd1}^3 + i'_{d3} + i'_{d2}$$

$$C_3' \frac{dU'_{c3}}{dt} = -I_{rd1}^3 + i'_{d3} - S' i'_{L_c} \quad (4.14.b)$$

Les commandes S et S' sont déterminées par le même algorithme donné par l'équation (4.10).

4.3.3.2 Résultats de simulation

La simulation du montage de la figure 4.46 est réalisée en utilisant les paramètres suivants: $C_i = C_i = 20\text{ mF}$, $L_c = 5\text{ mH}$ et $R_c = 10\ \Omega$.

La figure 4.46 montre l'allure des différentes tensions du filtre capacitif. Nous constatons que ces tensions sont égales, stables et indépendantes du couple de charge de la machine asynchrone. En outre, leurs différences sont très faibles en régime permanent, comme le montre la figure 4.47.

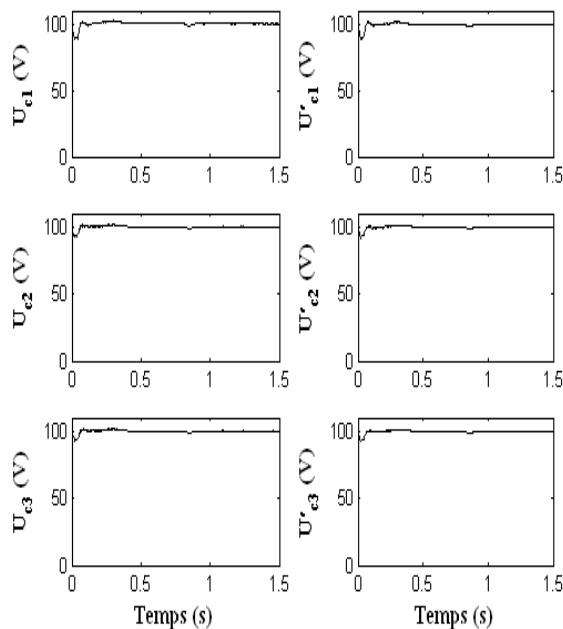


Figure 4.46 Tensions des condensateurs

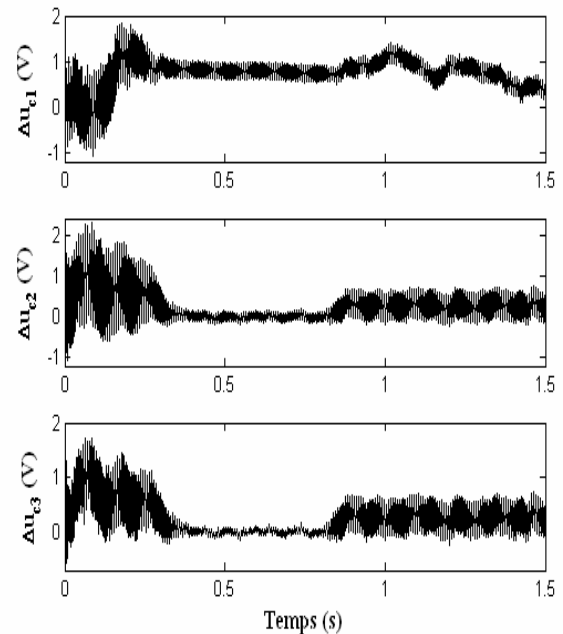


Figure 4.47 Les différences ΔU_{ci}

D'après la figure 4.48, nous remarquons que les courants de phase suivent bien leurs références en amplitude et en phase. Par ailleurs, les tensions et les courants des premières phases sont pratiquement en phase, ce qui garantit un facteur de puissance quasiment unitaire.

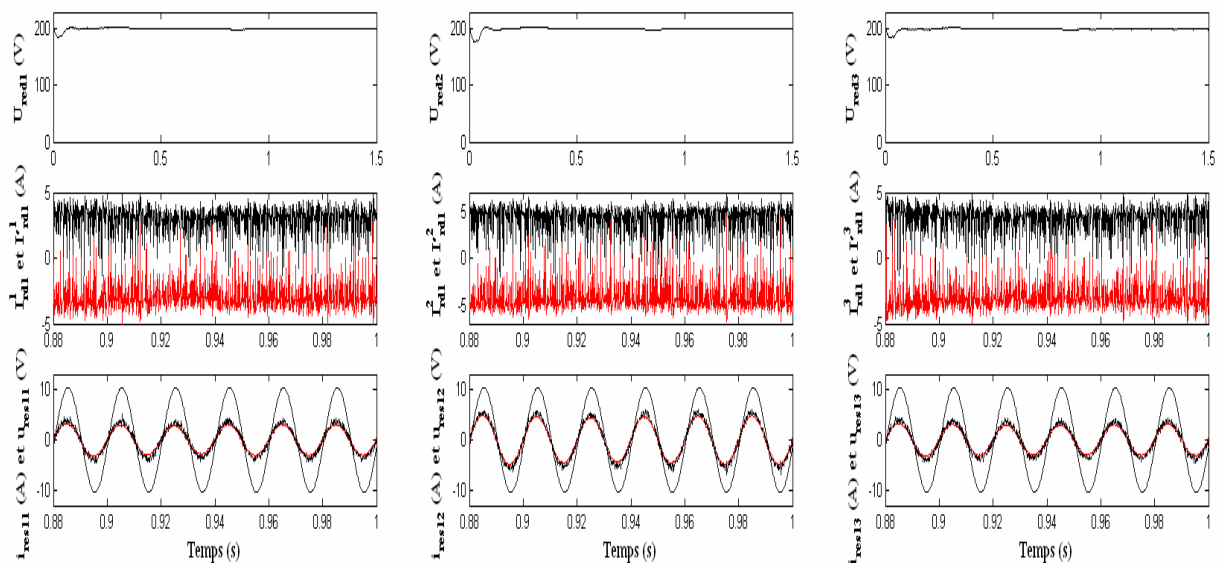


Figure 4.48 Performances des trois redresseurs PWM

La stabilisation des tensions continues permet d'améliorer les performances de la cascade toute entière. La figure 4.49 montre le comportement de la machine asynchrone lors d'une application d'un couple de charge.

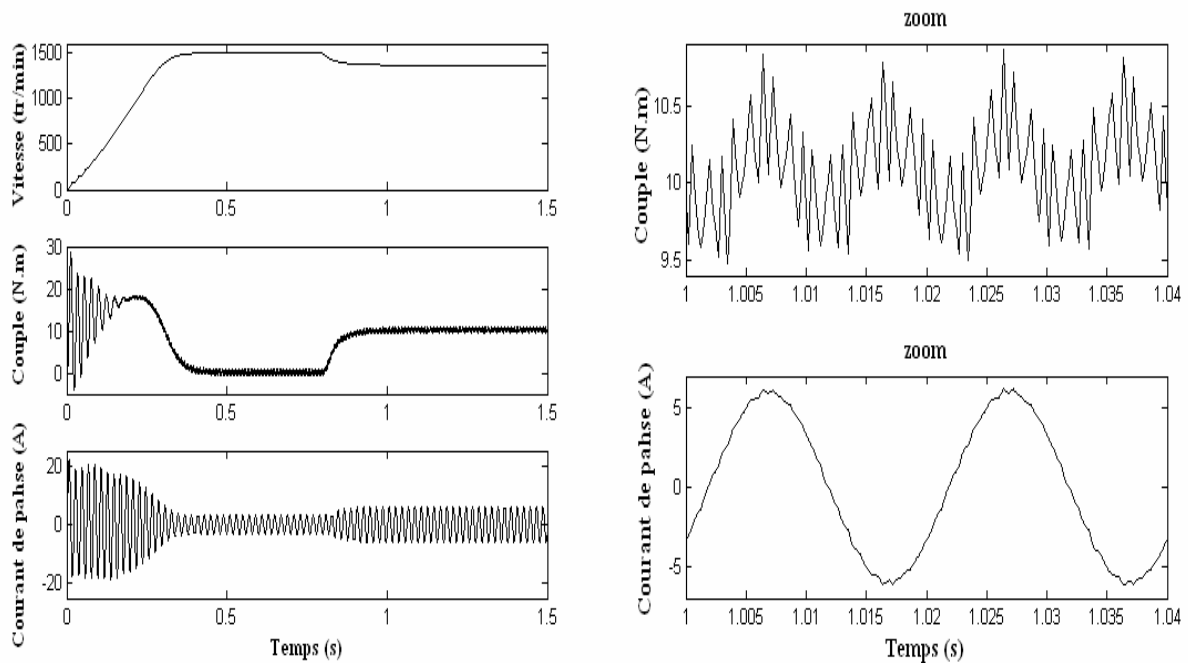


Figure 4.49 Performances de la machine asynchrone

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons mis au point des solutions à base de circuits additionnels pour vaincre le problème de déséquilibre des tensions d'entrée de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes. Les redresseurs, dans les cascades retenues, peuvent être conventionnels ou multiniveaux en disposition série. Des circuits d'équilibrage de types résistifs, inductifs ou mixtes sont possibles.

Le circuit résistif simplifié ne nécessite qu'un nombre très réduit de composants; ce qui se répercute sur la simplicité de sa commande. Cependant, les pertes par effet Joule rendent ce type de circuits peu utilisés. En outre, le régime transitoire des tensions continues dépend fortement à la fois par la valeur de la résistance d'équilibrage et par le régime de fonctionnement de la machine asynchrone.

Dans le circuit d'équilibrage mixte que nous avons proposé, la commande des composants semi-conducteurs est synthétisée de manière à limiter l'intervention du pont résistif. De ce fait, il est possible d'augmenter les valeurs des résistances d'équilibrage sans influencer la stabilité du filtre intermédiaire. Ce qui en résulte une réduction notable des pertes par effet Joule. En plus, ce circuit est capable de maîtriser la stabilité des tensions continues lors du démarrage de la machine soit à vide soit en charge. Cependant, le nombre important de composants de puissance nécessaires à la réalisation du circuit d'équilibrage et la complexité de leur commande rend ce circuit moins attractif.

Le circuit mixte optimisé semble plus intéressant en terme de stabilisation des tensions aux bornes des condensateurs tout en assurant une réduction à la fois des pertes par effet Joule et la complexité du circuit auxiliaire. En outre, le circuit contrôle efficacement les tensions aux bornes des condensateurs notamment lors du démarrage à pleine charge de la machine asynchrone.

A chaque circuit d'équilibrage est associé un algorithme de commande performant. Néanmoins, il faut noter qu'avec toutes les commandes proposées, la fréquence de commutation des interrupteurs constituant les circuits d'équilibrage reste variable.

Les cascades dotées de circuits d'équilibrage ont la possibilité de réaliser des changeurs de fréquence absorbant un courant de réseau le moins pollué possible avec des facteurs de puissance quasiment unitaires cotés réseaux.

L'idée d'équilibrage par circuit axillaire pourrait être envisagée pour d'autres cascades. L'annexe B fait l'objet de développement d'autres types de cascades dotées de circuits d'équilibrage.

Conclusion générale

Le but principal des travaux de recherche présentés dans cette thèse s'articule fondamentalement sur deux idées, à savoir l'optimisation de la commande de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes par des algorithmes intelligents et la conception des alimentations continues stables pour ce type d'onduleur.

Pour atteindre ces objectifs, la première étape du présent travail était consacrée à l'établissement d'un modèle de connaissance de l'onduleur ce qui a permis de dévoiler son comportement vis-à-vis des commandes développées et de le situer par rapport à une structure conventionnelle. L'analyse du courant et la tension de la machine asynchrone, alimentée par un onduleur à sept niveaux, a montré sa supériorité par rapport à l'onduleur à deux niveaux. Ce dernier présente plusieurs limitations notamment des brusques changements de la tension qui occasionnent de fortes tensions de mode commun. Mais aussi, un continu harmonique prohibitif qui engendre des pertes joules et par courants de Foucault au niveau de la machine.

A travers la deuxième partie, nous avons présenté deux techniques d'optimisation basées sur l'exploration aléatoire de l'espace des solutions ainsi que sur la recherche de l'optimum à partir d'une population de points et non à partir d'un seul point. Il s'agit des algorithmes génétiques et les essais particuliers. L'application de ces deux méthodes dans l'optimisation de la technique de commande par élimination d'harmoniques permet de surmonter les problèmes posés par les méthodes déterministes. Cependant, il faut noter que pour les algorithmes génétiques, nous nous sommes aperçus des difficultés pour choisir pertinemment de bons paramètres pour les divers opérateurs.

La troisième partie a été dédiée à l'étude des changeurs de fréquence utilisant l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes et ayant comme pont d'entrée différents redresseurs de courant. L'objet était de montrer comment générer les tensions continues d'entrée de l'onduleur à partir de réseaux électriques triphasés. En outre, le recours à des redresseurs PWM offre la possibilité de contrôler le facteur de puissance côté réseau et améliorer la qualité des courants de ligne. Nous avons mis l'accent dans cette partie aussi sur les régulateurs à base des systèmes flous type-2. Néanmoins cette exploit ne garantie pas la stabilité des tensions d'entrée de l'onduleur pour toutes les cascades qu'on peut imaginer. On a mis donc en évidence que le déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs est inhérent à la structure de la cascade non pas à la méthode de réglage de ces tensions.

L'instabilité des tensions d'entrée de l'onduleur est un problème préoccupant. Afin de limiter ses effets et exploiter pleinement les avantages offerts par l'onduleur à sept niveaux, nous avons introduit des circuits auxiliaires appropriés capables de stabiliser les tensions du filtre capacitif intermédiaire avec l'avantage de réduire l'encombrement et les pertes par effet Joule. Les résultats trouvés ont prouvé que le recours à ce genre de solutions matérielles permet de garantir l'équilibrage des tensions continues d'entrée d'une manière très efficace. A noter que, l'insertion de ce type de circuits dans l'ensemble des changeurs de fréquence étudiés ne déstabilise pas le bon fonctionnement de la chaîne de conversion. De plus, les variations brusques du couple de charge de la machine asynchrone demeurent sans influence sur l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs. Cependant, l'ajout de composants additionnels conduit forcément à une augmentation du coût et de la complexité de commande des changeurs de

fréquence proposés. La variation non contrôlée de la fréquence de commutation des circuits auxiliaires est un autre inconvénient qui mérite d'être signalé.

Les résultats obtenus en termes de cette étude ont révélé l'intérêt que présente les changeurs de fréquence adoptés pour la conduite de la machine asynchrone. En plus de la possibilité d'un fonctionnement de la machine en mode génératrice, ces structures offrent également une tension de sortie de bonne qualité harmonique ce qui va se répercuter sur les performances globales de la machine asynchrone. En outre, l'onduleur multiniveaux peut être considéré comme un atout puissant dans la conception de commandes fines pour la machine asynchrone avec comme conséquence la réduction des pulsations du couple électromagnétique.

Dans de futurs travaux de recherche, il nous paraît intéressant d'explorer les pistes suivantes :

- L'élimination d'un nombre élevé d'harmoniques nécessite des algorithmes d'optimisation plus puissants. Les algorithmes hybrides apparaissent la solution la plus adaptée pour ce type de problème;
- Proposition de nouveaux algorithmes de commande à fréquence de commutation fixe pour les composants semi-conducteurs des circuits d'équilibrage;
- Proposition de méthodes pour le dimensionnement des éléments des circuits d'équilibrage;
- Etude des stratégies de commande réduisant les courants de mode commun dans les changeurs de fréquence incluant l'onduleur à diodes flottantes;
- Etude du fonctionnement de l'onduleur multiniveaux en mode défaut;
- Dans le but de réduire le nombre de capteurs de tension utilisés, l'observation des tensions aux bornes des condensateurs semble une nécessité.

Annexe A

Stratégies de commande des redresseurs de courant PWM

Les techniques de commande des redresseurs PWM pourraient être classifiées en tant que stratégies directes ou indirectes. La commande indirecte nécessite la présence d'un modulateur PWM, par contre dans une commande directe, les états des interrupteurs sont strictement liés au comportement des variables contrôlées. La commande à tension orientée, la commande directe de puissance et la commande à flux virtuel orienté sont quelques stratégies parmi d'autres citées dans la littérature [171-174].

Par la suite, nous intéressons particulièrement à quelques commandes indirectes appliquées au redresseur à sept niveaux à diodes flottantes.

A.1 Structure de deux convertisseurs à sept niveaux en disposition dos-à-dos

La figure A.1 illustre le schéma de la cascade d'un redresseur à sept niveaux avec un onduleur de même niveau.

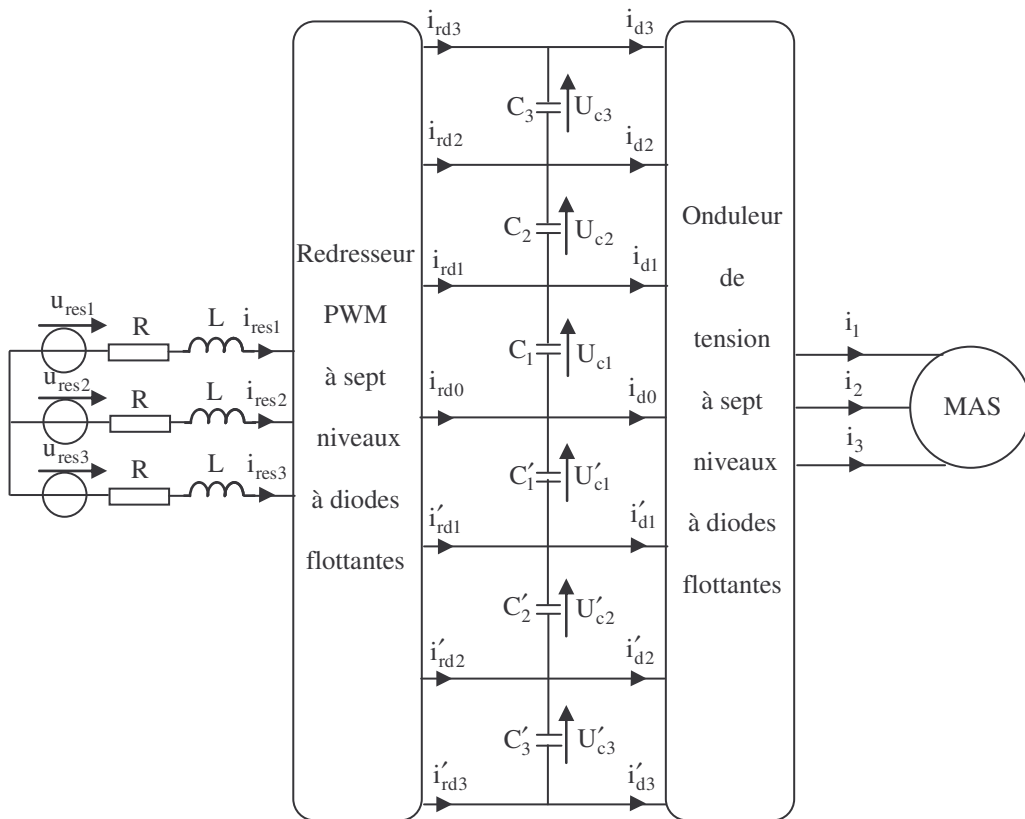


Figure A.1 Structure de la cascade d'un redresseur à sept niveaux – Onduleur à sept niveaux – MAS

A.2 Modélisation du filtre capacitif intermédiaire

L'équation donnant les tensions aux bornes des condensateurs est comme suit :

$$\begin{aligned}
 C_i \frac{dU_{ci}}{dt} &= \sum_{j=i}^3 (i_{rdj} - i_{dj}) \\
 C'_i \frac{dU'_{ci}}{dt} &= \sum_{j=i}^3 (i'_{dj} - i'_{rdj}) \\
 \text{avec } i &= 1, 2, 3
 \end{aligned}
 \tag{A.1}$$

A.3 Commande par hystérésis de courant

La figure A.2 montre le schéma fonctionnel de la commande du redresseur à sept niveaux. Les courants de référence appliqués aux comparateurs à hystérésis proviennent d'un régulateur flou type-2 qui assure à son tour le réglage de la tension continue de sortie. Le contrôle de cette dernière se fait en jouant sur la puissance active absorbée par le redresseur. Un facteur de puissance unitaire est alors obtenu en exigeant que la puissance réactive absorbée soit nulle. Ceci peut être réalisé en imposant un déphasage nul entre la tension et le courant par phase du réseau électrique.

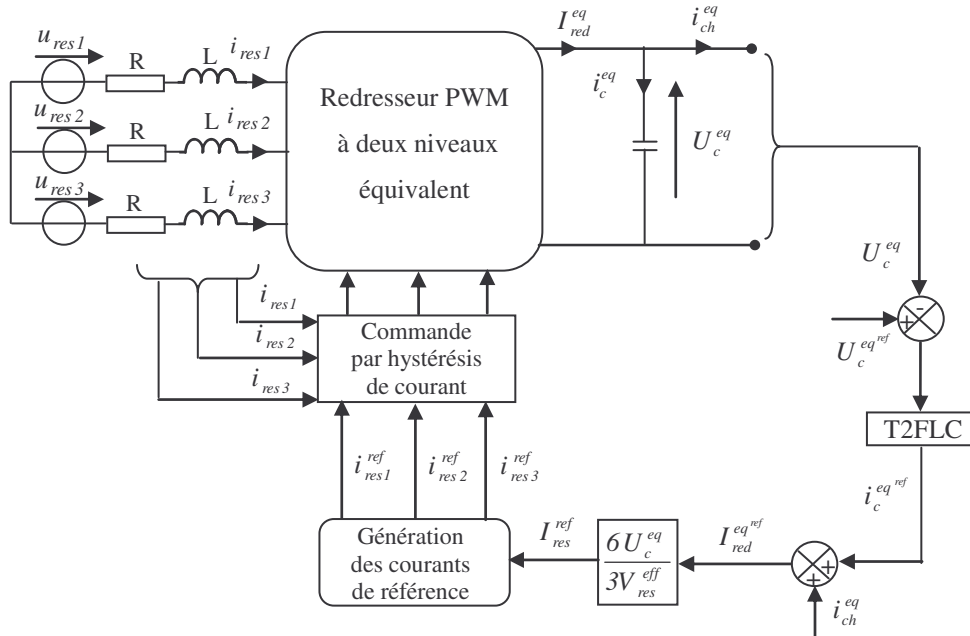


Figure A.2 Commande par hystérésis de courant d'un redresseur PWM à sept niveaux

A noter que la tension U_c^{eq} représente la moyenne de toutes les tensions aux bornes des condensateurs. Les paramètres adoptés pour la simulation sont : $U_c^{eq,ref} = 100V$, $R = 0.25 \Omega$, $L = 10mH$ et $C_i = C'_i = 60mF$. Les paramètres du régulateur sont : $G_e = G_{de} = 0.05$, $G_{du} = 10$ et $T_e = 20ms$. L'analyse des performances de cette structure de commande nous conduit aux résultats des figures A.3 et A.4. En absence d'une commande appropriée pour l'onduleur ou un circuit auxiliaire additionnel, la cascade souffre d'une forte limitation liée au déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs. Toutefois, les différences entre ces tensions de part et d'autre du point milieu du filtre capacitif restent faibles.

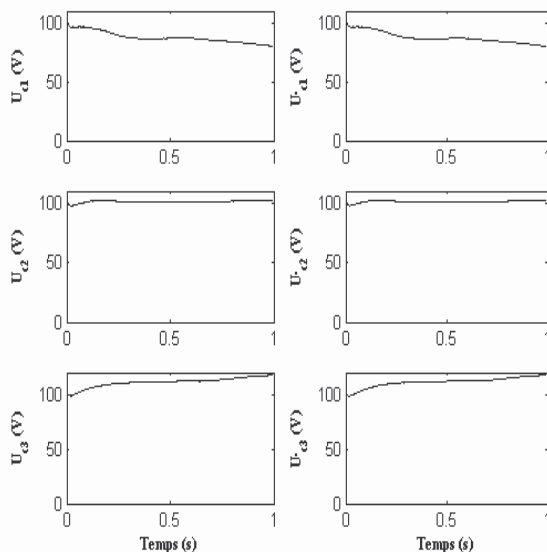


Figure A.3 Tensions des condensateurs

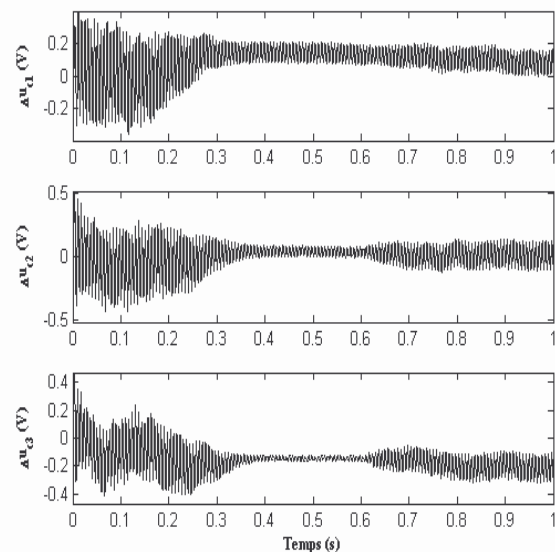


Figure A.4 Les différences ΔU_{ci}

Comme le montre la figure A.5, le système étudié permet d'asservir la tension du bus continu à sa valeur de référence tout en assurant un facteur de puissance quasi unitaire pour l'installation. Les courants absorbés par le redresseur sont donc en phase avec le système triphasé de tension d'alimentation.

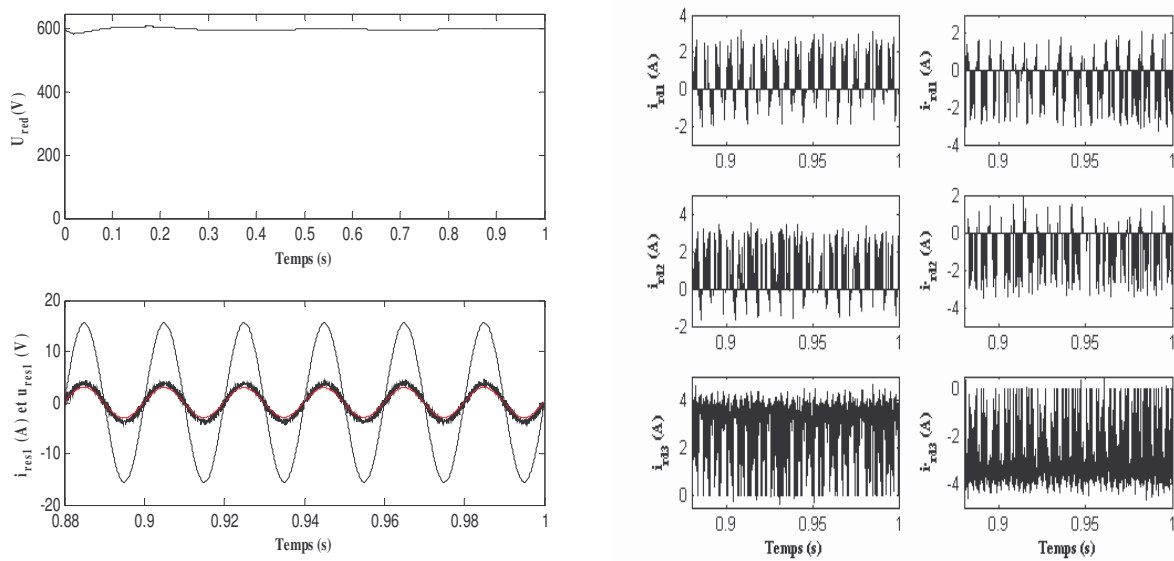


Figure A.5 Performances du redresseur PWM

A.4 Commande par des régulateurs flous type-2

La structure de base de la commande est représentée à la figure A.6. La boucle interne est réservée au contrôle des courants par le biais de régulateurs flous type-2.

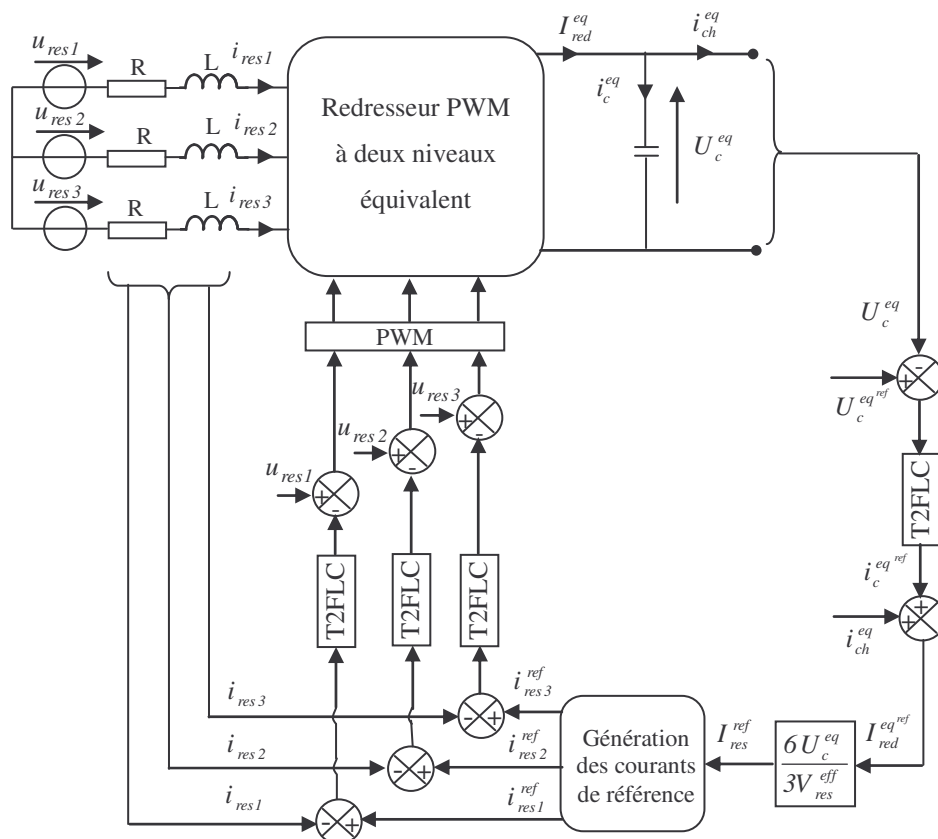


Figure A.6 Commande par régulateurs flous type-2 d'un redresseur PWM à sept niveaux

Les paramètres adoptés pour la simulation sont : $U_c^{eq^{ref}} = 100V$, $R = 0.25 \Omega$, $L = 10mH$ et $C_i = C'_i = 60mF$. Les paramètres des régulateurs des courants sont : $G_e = 0.02, G_{de} = 0.5$, $G_{du} = 10$ et $T_{ei} = 50 \mu s$. Par contre pour le régulateur de la tension, ils sont fixés à : $G_e = 0.02, G_{de} = 0.1$, $G_{du} = 15$ et $T_{ev} = 20ms$.

La figure A.7 illustre l'instabilité inhérente au circuit étudié. Cette instabilité sera accentuée d'autant plus que la valeur de la capacité sera faible. Toutefois, les différences ΔU_{ci} , ($i = 1, 2, 3$) restent faibles, comme il est montré sur la figure A.8.

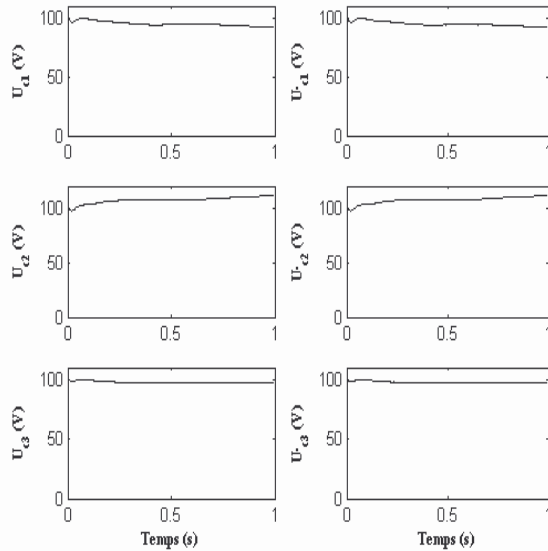


Figure A.7 Tensions des condensateurs

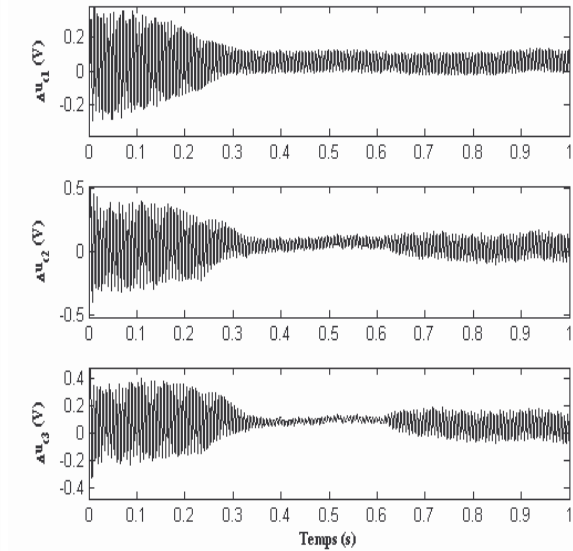


Figure A.8 Les différences ΔU_{ci}

La structure de commande proposée s'avère comme un moyen efficace pour la régulation de la tension de sortie du redresseur à sept niveaux. D'autre part, sur la figure A.9, on remarque que le facteur de puissance côté réseau est pratiquement unitaire.

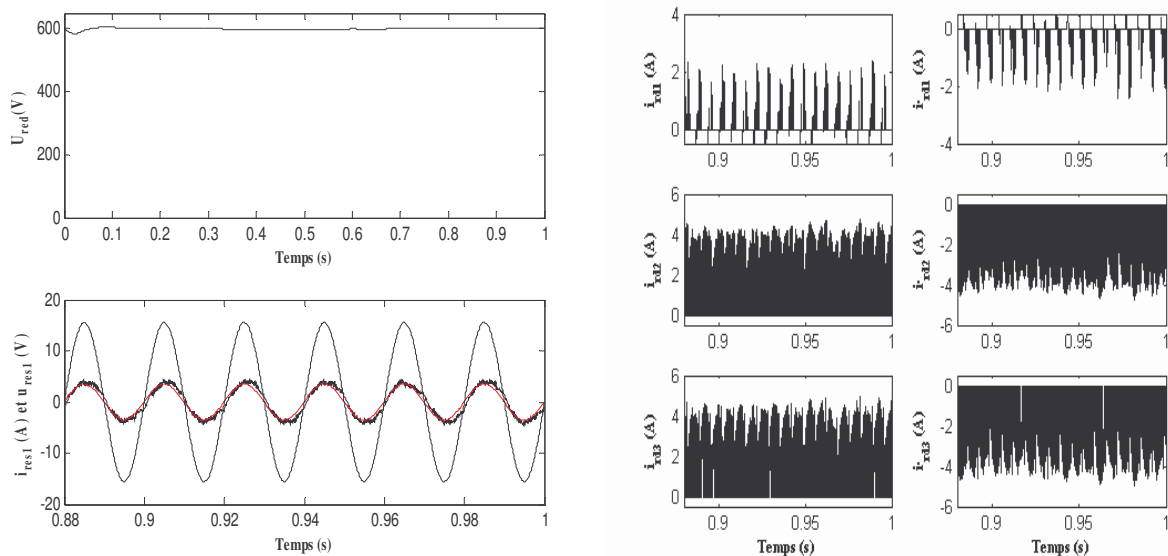


Figure A.9 Performances du redresseur PWM

A.5 Commande à tension orientée

La figure A.10 montre le schéma fonctionnel de cette stratégie; connue sous le nom de Voltage Oriented Control (VOC). Son principe consiste à placer le repère (d,q) tel que l'axe (d) coïncide avec le vecteur

tension, comme le montre la figure A.11. La commande du redresseur dans le repère (d,q) est réalisée en choisissant convenablement les deux courants de référence $i_{res}^{d,ref}$ et $i_{res}^{q,ref}$. Pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, la référence de la composante du courant sur l'axe (q) est choisie égale à zéro. Par contre, la référence de la composante du courant sur l'axe (d) est fournie par un régulateur flou type-2.

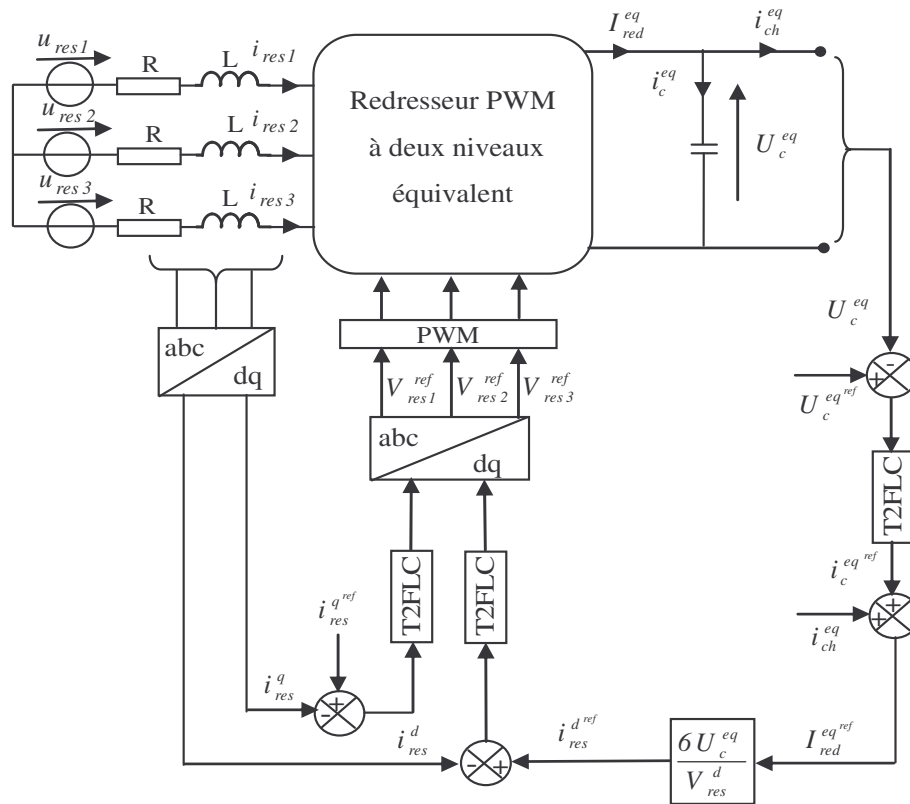


Figure A.10 Commande VOC d'un redresseur PWM à sept niveaux

La matrice de transformation de Park utilisée est comme suit :

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \sin(\omega_{res}t) & \sin(\omega_{res}t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega_{res}t + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega_{res}t) & \cos(\omega_{res}t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega_{res}t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (A.2)$$

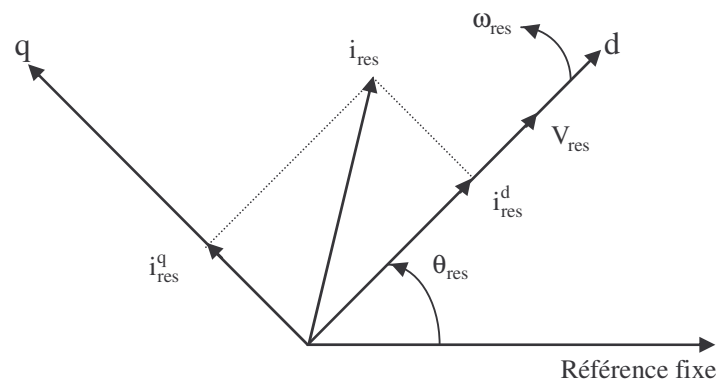


Figure A.11 Diagramme vectoriel de la commande VOC

Les paramètres adoptés pour la simulation sont : $U_c^{eqref} = 100V$, $R = 0.25 \Omega$, $L = 10mH$ et $C_i = C'_i = 60mF$. Les paramètres des régulateurs des courants sont : $G_e = 0.02, G_{de} = 0.2$, $G_{du} = 15$ et $T_{ei} = 50 \mu s$. Par contre pour le régulateur de la tension, les paramètres sont : $G_e = 0.01, G_{de} = 0.2$, $G_{du} = 15$ et $T_{ev} = 20ms$.

L'instabilité des tensions du bus continu montrée sur la figure A.12 confirme que cette structure de commande du redresseur n'assure pas l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs.

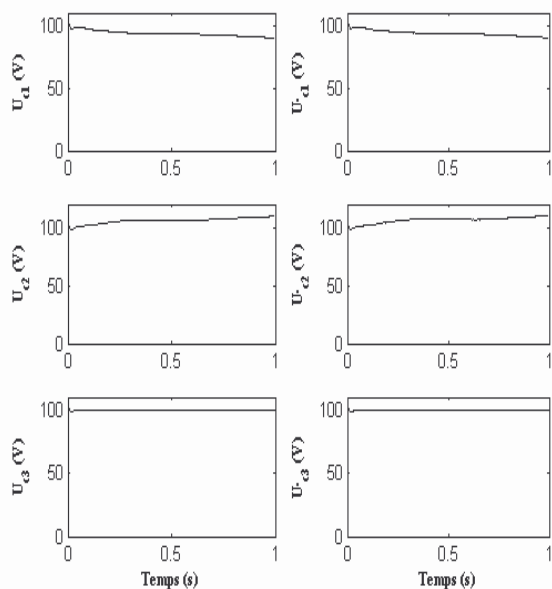


Figure A.12 Tensions des condensateurs

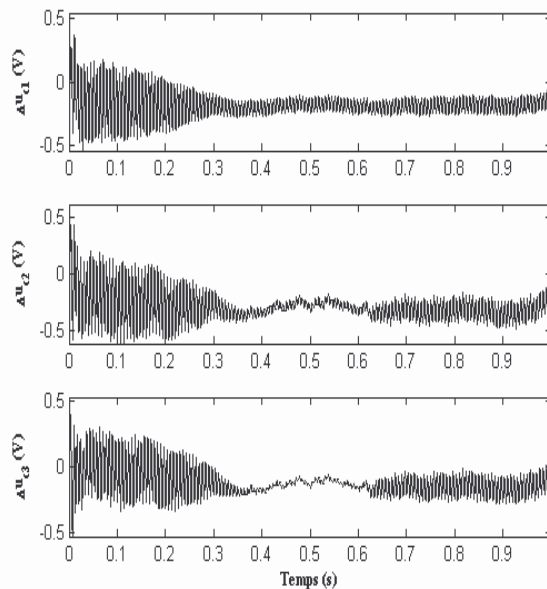


Figure A.13 Les différences ΔU_{ci}

Les résultats de simulation de la figures A.14 montrent que la stratégie de commande adoptée présente de bonnes performances dynamiques et statiques, en termes de réglage de la tension du bus continu et la correction du facteur de puissance.

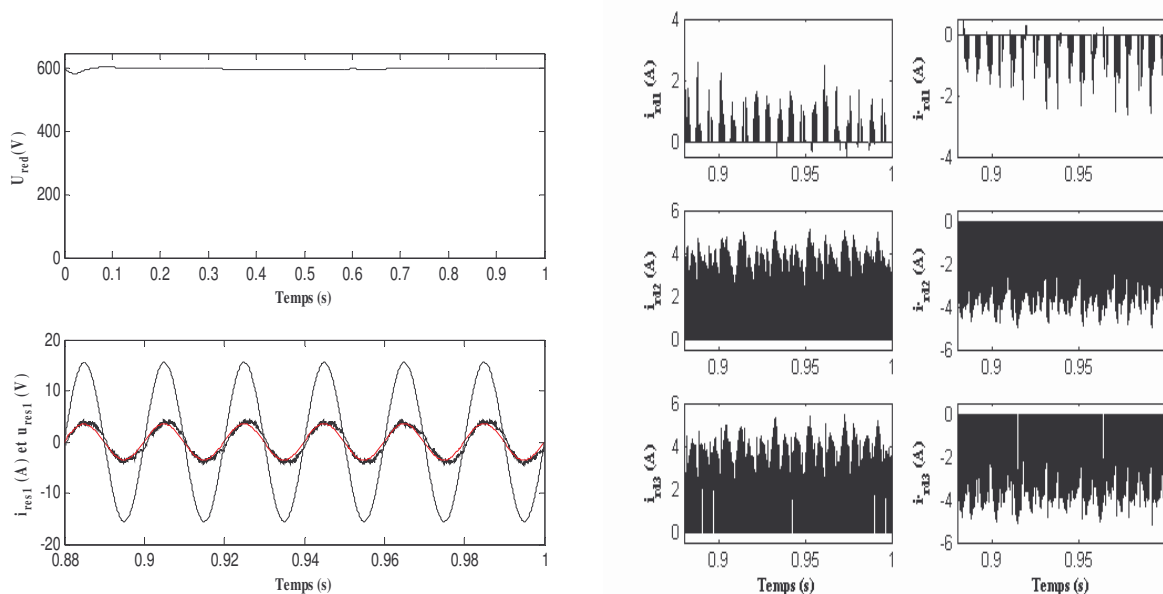


Figure A.14 Performances du redresseur PWM

Toutes les méthodes de commande présentées ci-dessus sont très efficaces dans la régulation de la tension de sortie du redresseur multiveaux. Cependant, elles sont incapables de stabiliser les tensions aux bornes des différents condensateurs.

Annexe B

Suite de la conception des alimentations continues pour l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes

En plus des cascades étudiées auparavant, plusieurs cascades peuvent être imaginées. En ce qui suit, nous proposons trois autres cascades équipées de circuits d'équilibrage.

B.1 Cascade d'un seul redresseur de courant PWM – Circuit d'équilibrage – Onduleur à sept niveaux – MAS

La structure de cette cascade dotée de son circuit auxiliaire d'équilibrage est représentée par la figure B.1.

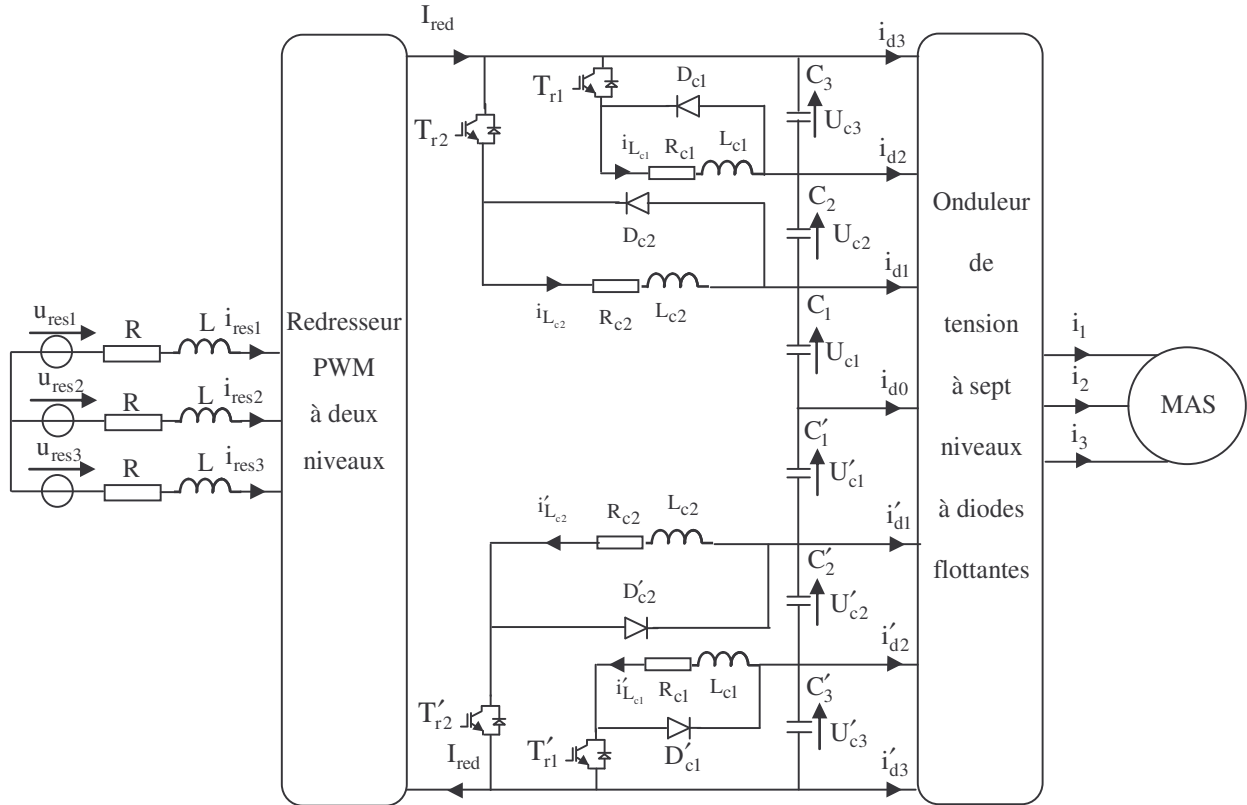


Figure B.1 Structure de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux – Circuit d'équilibrage mixte – Onduleur à sept niveaux – MAS

La modélisation du circuit intermédiaire passe nécessairement par la connaissance des courants dans les bobines et les tensions aux bornes des condensateurs.

Les courants $i_{L_{c1}}$ et $i'_{L_{c1}}$ sont exprimés par :

$$L_{c1} \frac{di_{L_{c1}}}{dt} = S_1 U_{c3} - R_{c1} i_{L_{c1}}$$

$$L_{c2} \frac{di_{L_{c2}}}{dt} = S_2 (U_{c2} + U_{c3}) - R_{c2} i_{L_{c2}}$$

$$L_{c1} \frac{di'_{L_{c1}}}{dt} = S'_1 U'_{c3} - R_{c1} i'_{L_{c1}}$$

$$L_{c2} \frac{di'_{L_{c2}}}{dt} = S'_2 (U'_{c2} + U'_{c3}) - R_{c2} i'_{L_{c2}}$$

(B.1)

Les tensions U_{ci} et U'_{ci} sont données par le système ci-dessous :

$$\begin{aligned}
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{red} - i_{d3} - S_1 i_{L_{c1}} - S_2 i_{L_{c2}} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - S_2 i_{L_{c2}} \\
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{red} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} \\
 C'_1 \frac{dU'_{c1}}{dt} &= I_{red} + i'_{d3} + i'_{d2} + i'_{d1} \\
 C'_2 \frac{dU'_{c2}}{dt} &= I_{red} + i'_{d3} + i'_{d2} - S'_2 i'_{L_{c2}} \\
 C'_3 \frac{dU'_{c3}}{dt} &= I_{red} + i'_{d3} - S'_1 i'_{L_{c1}} - S'_2 i'_{L_{c2}}
 \end{aligned} \tag{B.2}$$

Les signaux S_i et S'_i sont délivrés par l'algorithme d'équilibrage suivant :

$$\begin{aligned}
 &\text{if } U_{c3} > U_{c2} \quad S_1 = 1 \quad \text{else } S_1 = 0 \quad \text{end if} \\
 &\text{if } \frac{U_{c2} + U_{c3}}{2} > U_{c1} \quad S_2 = 1 \quad \text{else } S_2 = 0 \quad \text{end if} \\
 &\text{if } U'_{c3} > U'_{c2} \quad S'_1 = 1 \quad \text{else } S'_1 = 0 \quad \text{end if} \\
 &\text{if } \frac{U'_{c2} + U'_{c3}}{2} > U'_{c1} \quad S'_2 = 1 \quad \text{else } S'_2 = 0 \quad \text{end if}
 \end{aligned} \tag{B.3}$$

La figure B.2 montre les formes d'ondes obtenues par simulation du montage de la figure B.1. Les capacités des condensateurs sont égales à 60mF et les paramètres du circuit auxiliaire sont: $R_{c1} = 10 \Omega$, $R_{c2} = 20 \Omega$, $L_{c1} = 1mH$ et $L_{c2} = 5mH$. Dans une cascade à base d'un seul redresseur à deux niveaux, le problème d'instabilité est accentué, ceci peut être atténué par le recours à des capacités de fortes valeurs.

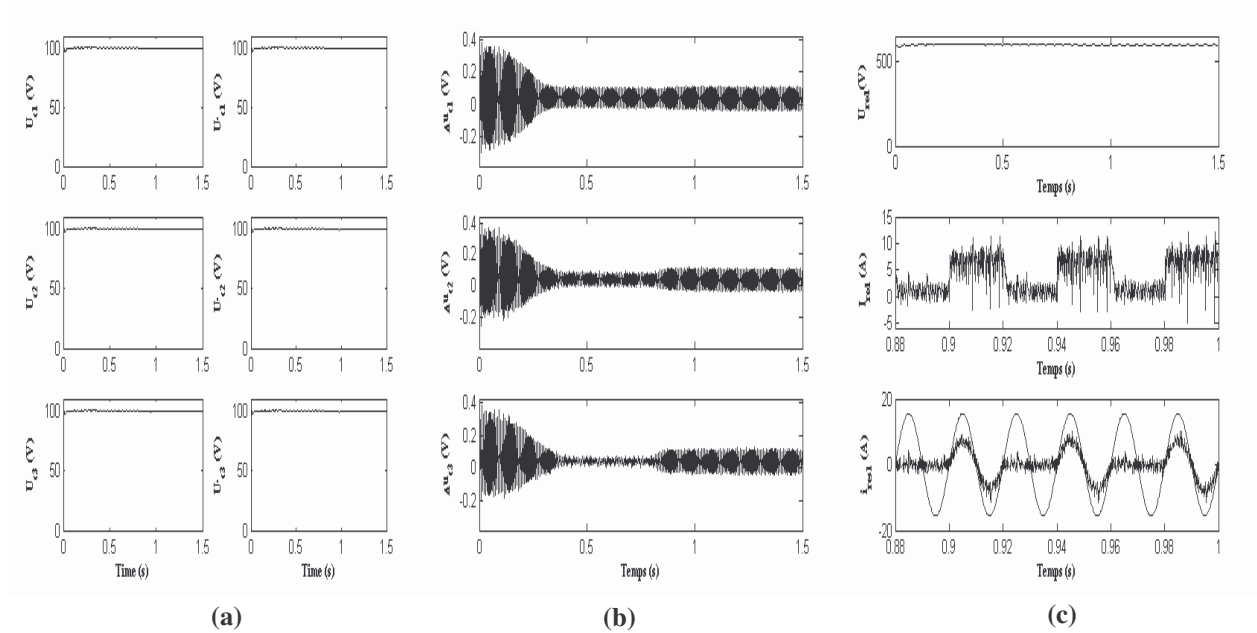


Figure B.2 Simulation de la cascade d'un redresseur de courant à deux niveaux – Circuit d'équilibrage – Onduleur à sept niveaux : a) Tensions des condensateurs, b) Les différences ΔU_{ci} , c) Performances du redresseur PWM

La figure B.2 met en évidence la stabilité des tensions continues à l'entrée de l'onduleur. Il apparaît clairement aussi que les différences entre les tensions de part et d'autre du point milieu d'un bras sont

pratiquement nulles. En outre, la tension de sortie du redresseur suit parfaitement sa référence et le courant de réseau est en phase avec sa tension.

B.2 Cascade de deux redresseurs de courant PWM – Circuit d'équilibrage mixte – Onduleur à sept niveaux – MAS

La cascade de la figure B.3 permet d'une part de réduire la valeur de la capacité et d'autre part une répartition équilibrée des tensions aux bornes des condensateurs. Nous avons retenu le même circuit auxiliaire précédent tout en doublant le nombre de redresseurs.

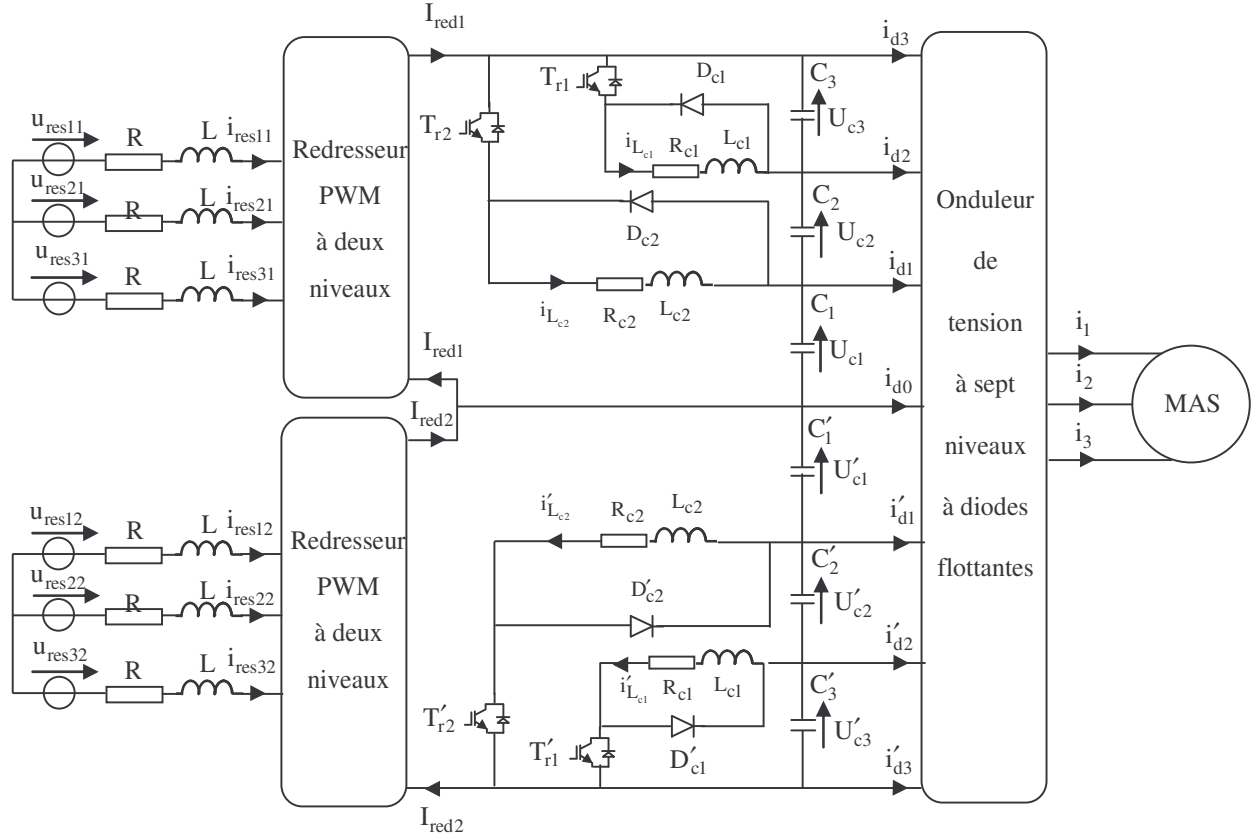


Figure B.3 Structure de la cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux – Circuit d'équilibrage mixte – Onduleur à sept niveaux – MAS

Les expressions des courants des différentes bobines sont identiques à celles données par l'équation B.1, alors que les tensions aux bornes des condensateurs sont exprimées par:

$$\begin{aligned}
 C_3 \frac{dU_{e3}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} - S_1 i_{L_{c1}} - S_2 i_{L_{c2}} \\
 C_2 \frac{dU_{e2}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - S_2 i_{L_{c2}} \\
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} - i_{d2} - i_{d1} \\
 C'_1 \frac{dU'_{c1}}{dt} &= I_{red2} + i'_{d3} + i'_{d2} + i'_{d1} \\
 C'_2 \frac{dU'_{e2}}{dt} &= I_{red2} + i'_{d3} + i'_{d2} - S'_2 i'_{L_{c2}} \\
 C'_3 \frac{dU'_{e3}}{dt} &= I_{red2} + i'_{d3} - S'_1 i'_{L_{c1}} - S'_2 i'_{L_{c2}}
 \end{aligned} \tag{B.4}$$

L'algorithme de commande de l'équation B.3 est retenu pour la génération des commandes S_i et S'_i pour $i=1,2$.

La simulation de la cascade utilisant deux redresseurs de courant est effectuée en adoptant les paramètres suivants: $C_i = C'_i = 20 \text{ mF}$, $R_{c1} = 10 \text{ } \Omega$, $R_{c2} = 20 \text{ } \Omega$, $L_{c1} = 1 \text{ mH}$ et $L_{c2} = 5 \text{ mH}$.

Les résultats de simulation présentés à la figure B.4 montrent que les tensions aux bornes des condensateurs sont identiques et équilibrées. Il faut également noter qu'en régime permanent les différences ΔU_{ci} entre ces tensions sont très faibles (figure B.5).

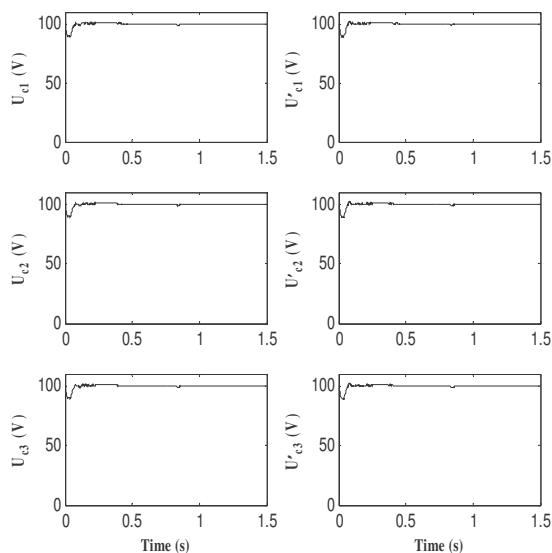


Figure B.4 Tensions des condensateurs

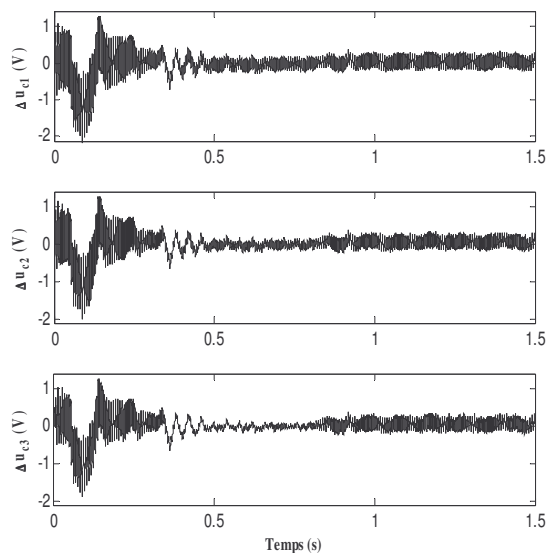


Figure B.5 Les différences ΔU_{ci}

La figure B.6 montre que l'utilisation des redresseurs réversibles permet de fonctionner à facteur de puissance unitaire et une totale maîtrise de leurs tensions de sortie.

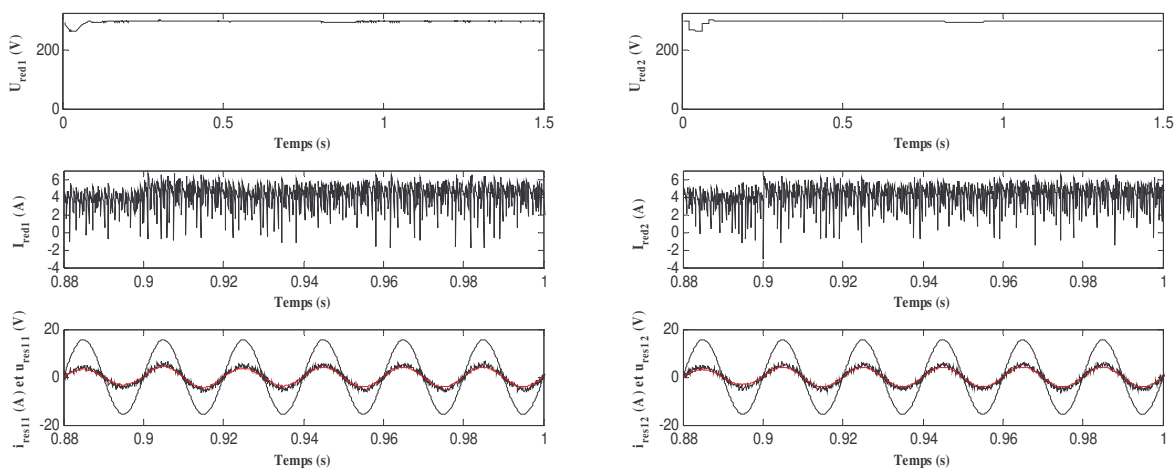


Figure B.6 Performances des redresseurs PWM

B.3 Cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux et d'un redresseur de courant à cinq niveaux – Circuit d'équilibrage – Onduleur à sept niveaux – MAS

B.3.1 Circuit d'équilibrage résistif

La structure de cette cascade est donnée par la figure B.7. Les tensions continues à la sortie du redresseur à cinq niveaux sont stabilisées par l'intervention du circuit auxiliaire résistif. Par contre, les deux autres tensions sont régulées par les deux redresseurs à deux niveaux.

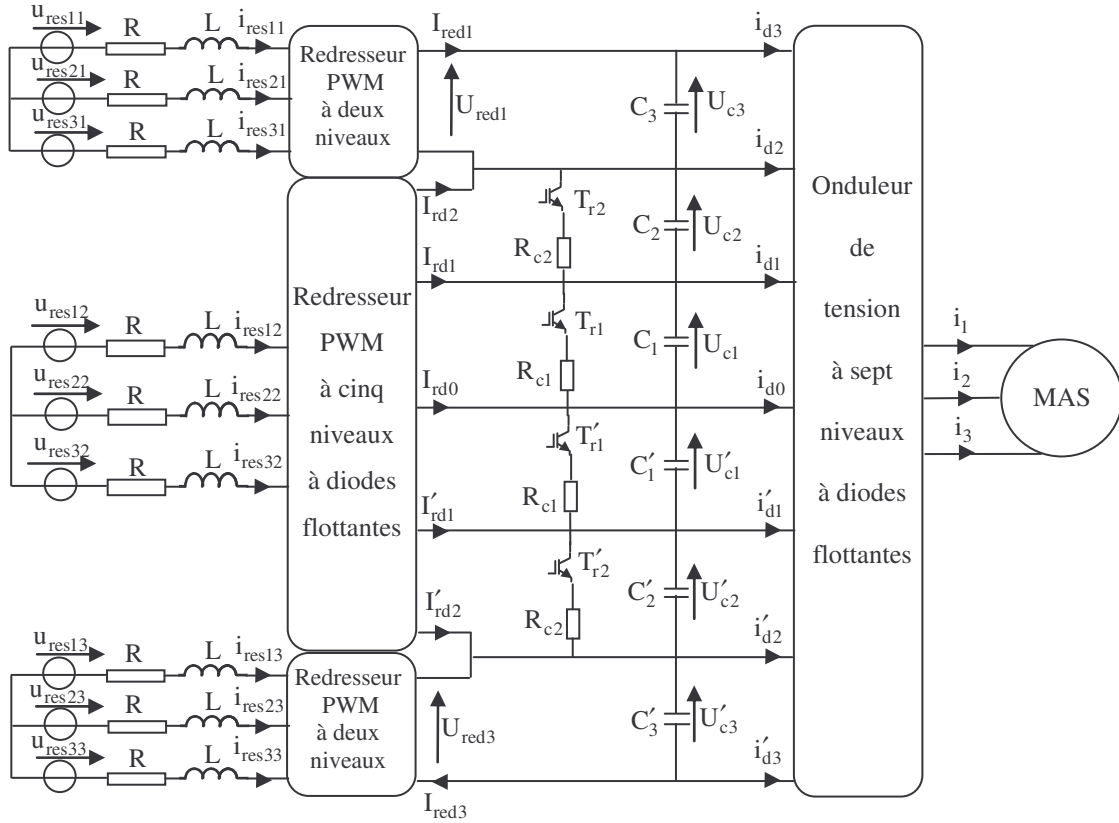


Figure B.7 Structure de la cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux et d'un redresseur de courant à cinq niveaux – Circuit d'équilibrage résistif – Onduleur à sept niveaux – MAS

La modélisation du filtre capacitif intermédiaire doté de son circuit d'équilibrage conduit au système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{rd2} - i_{d2} - i_{d3} - S_2 \frac{U_{c2}}{R_{c2}} \\
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{rd1} + I_{rd2} - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} - S_1 \frac{U_{c1}}{R_{c1}} \\
 C'_1 \frac{dU'_{c1}}{dt} &= -I'_{rd1} - I'_{rd2} + i'_{d1} + i'_{d2} + i'_{d3} - S'_1 \frac{U'_{c1}}{R_{c1}} \\
 C'_2 \frac{dU'_{c2}}{dt} &= -I'_{rd2} + i'_{d2} + i'_{d3} - S'_2 \frac{U'_{c2}}{R_{c2}} \\
 C'_3 \frac{dU'_{c3}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3}
 \end{aligned} \tag{B.5}$$

Les commandes des transistors T_{ri} et T'_{ri} sont générées selon l'algorithme suivant :

$$\begin{aligned}
 & \text{if } U_{c1} > U_c^{ref} \ S_1 = 1 \ \text{else } S_1 = 0 \ \text{end if} \\
 & \text{if } U_{c2} > U_c^{ref} \ S_2 = 1 \ \text{else } S_2 = 0 \ \text{end if} \\
 & \text{if } U'_{c1} > U_c^{ref} \ S'_1 = 1 \ \text{else } S'_1 = 0 \ \text{end if} \\
 & \text{if } U'_{c2} > U_c^{ref} \ S'_2 = 1 \ \text{else } S'_2 = 0 \ \text{end if}
 \end{aligned} \tag{B.6}$$

Les valeurs des capacités du filtre intermédiaire sont $C_i = C'_i = 20mF, (i=1,2,3)$ par contre les résistances sont fixées à : $R_{ci} = 40\ \Omega (i=1,2)$.

La figure B.8 montre un équilibrage satisfaisant des tensions aux bornes des condensateurs. Ce circuit assure aussi une symétrie de ces tensions par rapport au point milieu d'un bras de l'onduleur, comme le montre la figure B.9.

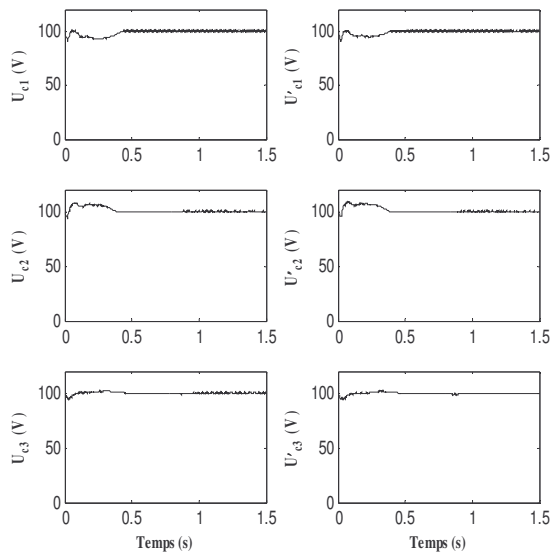
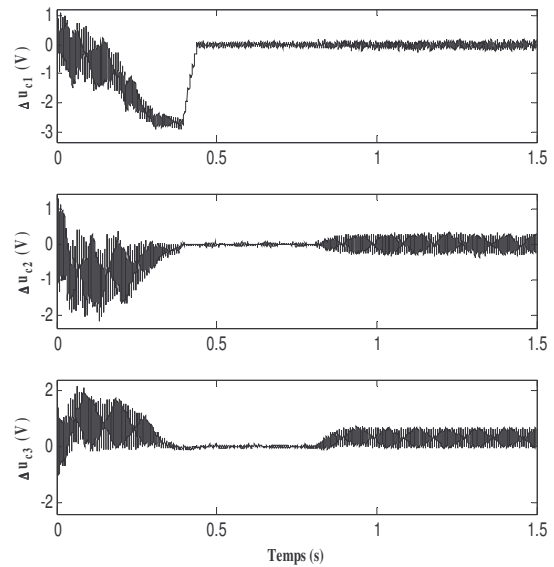


Figure B.8 Tensions des condensateurs

Figure B.9 Les différences ΔU_{ci}

En ce qui concerne le comportement des trois redresseurs de courant, la figure B.10 montre les performances de ces redresseurs. Il apparaît clairement que les trois réseaux sont à facteur de puissance unitaire. De plus, les tensions continues de sortie des trois redresseurs sont stables et constantes. Il faut noter que la tension de sortie du redresseur à cinq niveaux correspond à la somme de toutes les tensions aux bornes des condensateurs de sortie.

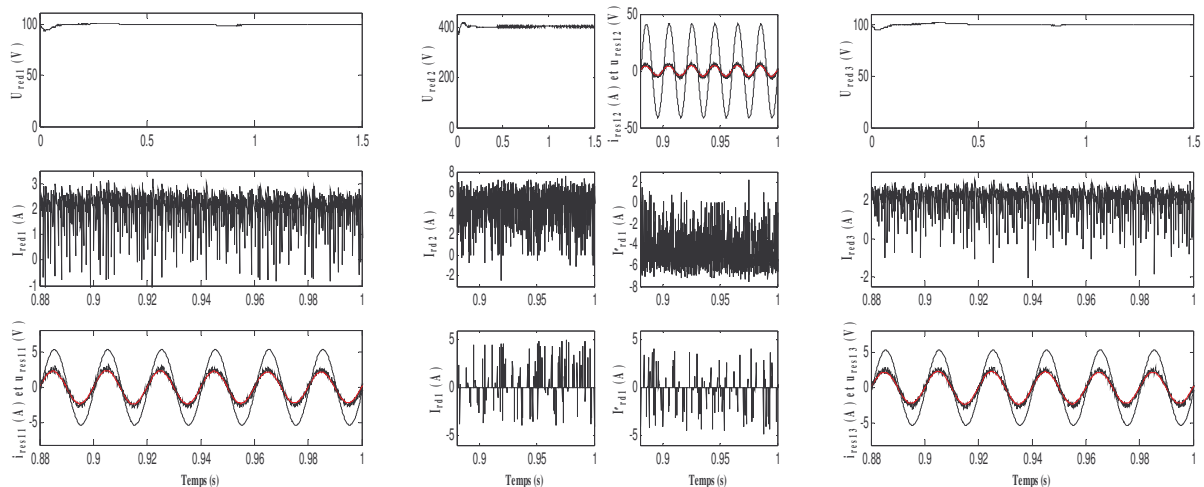


Figure B.10 Performances des redresseurs PWM

B.3.2 Circuit d'équilibrage mixte

Dans cette section, nous nous sommes intéressés à la cascade de la figure B.11 équipée par un circuit d'équilibrage mixte. A noter que l'utilisation de deux redresseurs à deux niveaux limite l'effort d'équilibrage uniquement aux tensions de sortie du redresseur à cinq niveaux. Pour la modélisation, nous commençons par l'équation donnant les courants dans les bobines :

$$\begin{aligned}
 L_c \frac{di_{L_c}}{dt} &= S_1 U_{c1} - S_2 U_{c2} \\
 L_c \frac{di'_{L_c}}{dt} &= S_2' U'_{c2} - S_1' U'_{c1}
 \end{aligned}
 \tag{B.7}$$

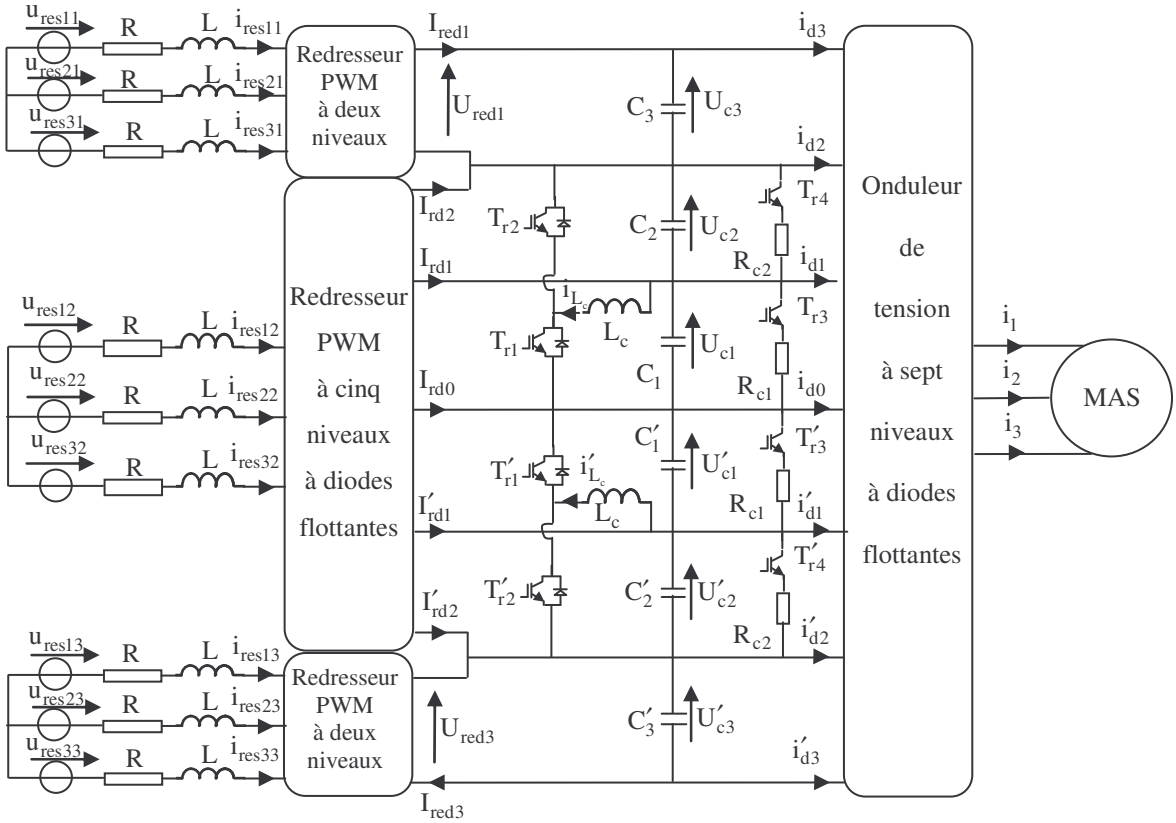


Figure B.11 Structure de la cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux et d'un redresseur de courant à cinq niveaux – Circuit d'équilibrage mixte – Onduleur à sept niveaux – MAS

Les tensions du filtre capacitif sont données par :

$$\begin{aligned}
 C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} \\
 C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{rd2} - i_{d2} - i_{d3} + S_2 i_{L_c} - S_4 \frac{U_{c2}}{R_{c2}} \\
 C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{rd1} + I_{rd2} - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} - S_1 i_{L_c} - S_3 \frac{U_{c1}}{R_{c1}} \\
 C'_1 \frac{dU'_{c1}}{dt} &= -I'_{rd1} - I'_{rd2} + i'_{d1} + i'_{d2} + i'_{d3} + S'_1 i'_{L_c} - S'_3 \frac{U'_{c1}}{R_{c1}} \\
 C'_2 \frac{dU'_{c2}}{dt} &= -I'_{rd2} + i'_{d2} + i'_{d3} - S'_2 i'_{L_c} - S'_4 \frac{U'_{c2}}{R_{c2}} \\
 C'_3 \frac{dU'_{c3}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3}
 \end{aligned} \tag{B.8}$$

L'algorithme de commande des interrupteurs du circuit auxiliaire est donné par l'équation (B.9) suivante :

$$\begin{aligned}
 & \text{if } U_{c1} \geq U_{c2} \quad S_1=1; S_2=1-S_1 \\
 & \quad \text{if } i_{L_c} > 0 \quad S_3=0, S_4=0 \quad \text{else } S_3=1, S_4=0 \quad \text{end if} \\
 & \text{else } S_1=0; S_2=1-S_1 \\
 & \quad \text{if } i_{L_c} < 0 \quad S_3=0, S_4=0 \quad \text{else } S_3=0, S_4=1 \quad \text{end if} \\
 & \text{end if}
 \end{aligned} \tag{B.9.a}$$

$$\begin{aligned}
 & \text{if } U'_{c1} \geq U'_{c2} \quad S'_1=1; S'_2=1-S'_1 \\
 & \quad \text{if } i'_{L_c} < 0 \quad S'_3=0, S'_4=0 \quad \text{else } S'_3=1, S'_4=0 \quad \text{end if} \\
 & \text{else } S'_1=0; S'_2=1-S'_1 \\
 & \quad \text{if } i'_{L_c} > 0 \quad S'_3=0, S'_4=0 \quad \text{else } S'_3=0, S'_4=1 \quad \text{end if} \\
 & \text{end if}
 \end{aligned}
 \tag{B.9.b}$$

Les simulations sont réalisées en utilisant les paramètres suivants: $C_i = C'_i = 20 \text{ mF}$, $L_c = 20 \text{ mH}$ et $R_{ci} = 200 \Omega$. Les figures B.12-14 montrent les résultats de simulation de l'introduction du circuit d'équilibrage sur le filtre capacitif. Nous constatons que ce changement dans la structure de la cascade donne de meilleurs résultats. Ainsi, les tensions aux bornes des condensateurs sont parfaitement stables et leurs différences ΔU_{ci} deviennent pratiquement nulles en régime établi.

Les courants des trois réseaux triphasés alimentant les trois redresseurs de la cascade, suivent bien leurs références sinusoïdales imposées par la boucle de la tension. Les facteurs de puissance des trois redresseurs sont quasiment unitaires.

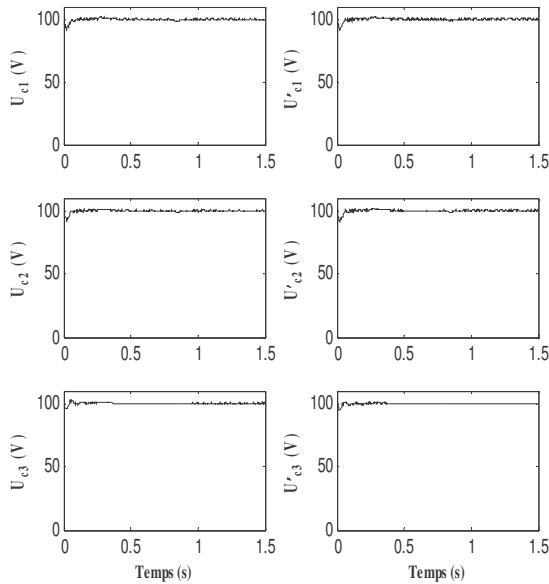


Figure B.12 Tensions des condensateurs

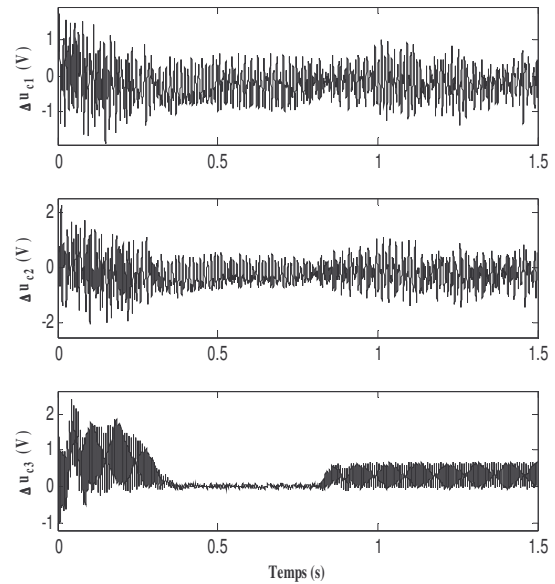
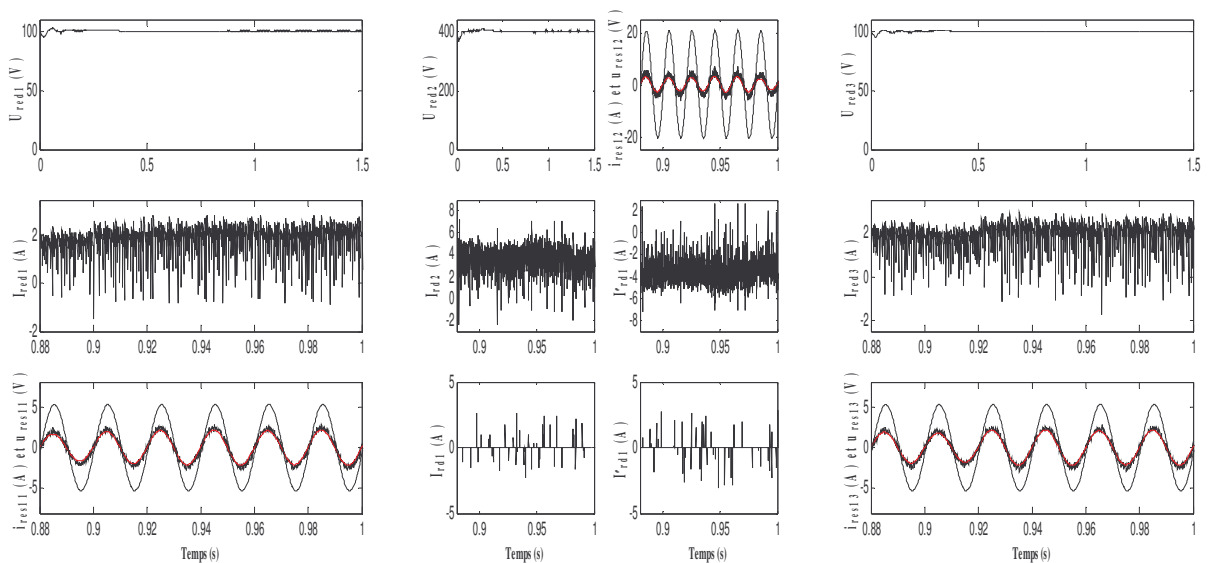
Figure B.13 Les différences ΔU_{ci} 

Figure B.14 Performances des redresseurs PWM

B.3.3 Circuit d'équilibrage mixte optimisé

Le schéma bloc de la cascade incluant un circuit d'équilibrage mixte optimisé est donné par la figure B.15.

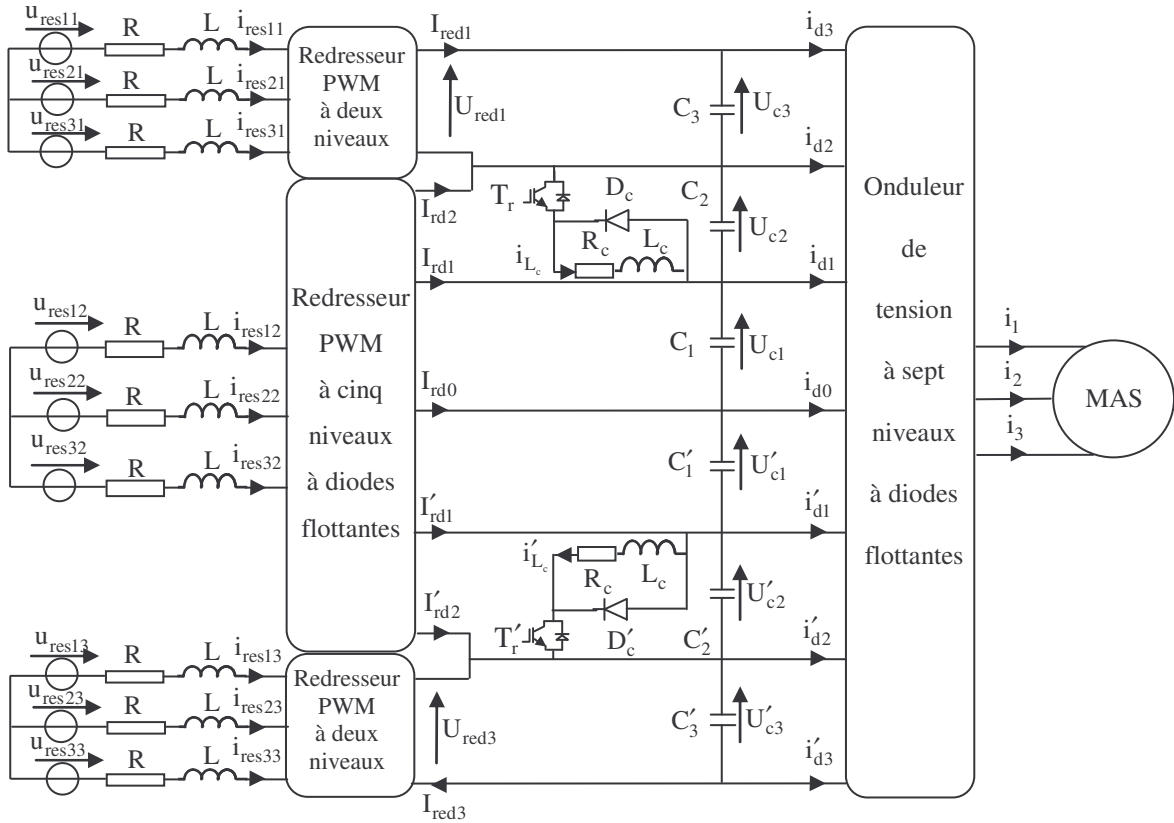


Figure B.15 Structure de la cascade de deux redresseurs de courant à deux niveaux et d'un redresseur de courant à cinq niveaux – Circuit d'équilibrage mixte optimisé – Onduleur à sept niveaux à diodes flottantes – MAS

Les courants i_{L_c} et i'_{L_c} pour $i=1,2$ sont exprimés par :

$$\begin{aligned} L_c \frac{di_{L_c}}{dt} &= S U_{c2} - R_c i_{L_c} \\ L_c \frac{di'_{L_c}}{dt} &= S' U'_{c2} - R_c i'_{L_c} \end{aligned} \quad (\text{B.10})$$

Les tensions U_{c_i} et U'_{c_i} pour $i=1,2,3$ sont données par l'équation suivante :

$$\begin{aligned} C_3 \frac{dU_{c3}}{dt} &= I_{red1} - i_{d3} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} &= I_{rd2} - i_{d2} - i_{d3} - S i_{L_c} \\ C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} &= I_{rd1} + I_{rd2} - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} \\ C'_1 \frac{dU'_{c1}}{dt} &= -I'_{rd1} - I'_{rd2} + i'_{d1} + i'_{d2} + i'_{d3} \\ C'_2 \frac{dU'_{c2}}{dt} &= -I'_{rd2} + i'_{d2} + i'_{d3} - S' i'_{L_c} \\ C'_3 \frac{dU'_{c3}}{dt} &= I_{red3} + i'_{d3} \end{aligned} \quad (\text{B.11})$$

L'algorithme de commande du circuit auxiliaire est comme suit :

$$\begin{aligned} & \text{if } U_{c2} > U_c^{ref} \quad S=1 \quad \text{else } S=0 \quad \text{end if} \\ & \text{if } U'_{c2} > U_c^{ref} \quad S'=1 \quad \text{else } S'=0 \quad \text{end if} \end{aligned} \quad (\text{B.12})$$

Les paramètres du circuit intermédiaire, retenus dans les simulations, sont : $C_i = C'_i = 20 \text{ mF}$, $L_c = 5 \text{ mH}$ et $R_c = 10 \Omega$.

Des figures B.16-17, nous pouvons observer que l'ajout d'un circuit d'équilibrage à un effet favorable sur la stabilité du pont capacitif. En outre, toutes les tensions continues conservent leur symétrie par rapport au point milieu de l'onduleur du fait de l'intervention soit du circuit d'équilibrage soit des deux redresseurs à deux niveaux.

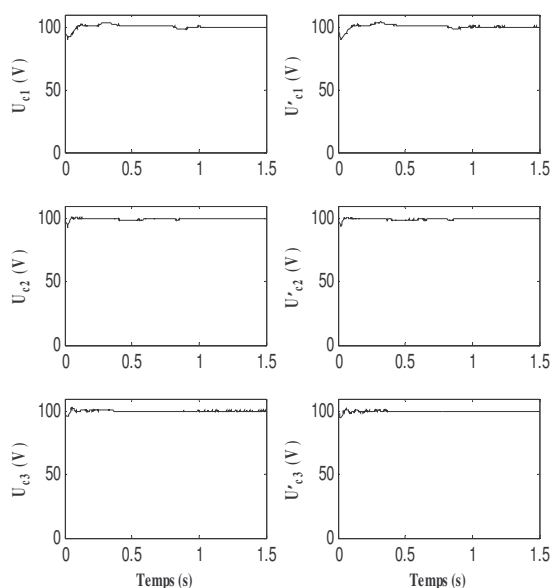


Figure B.16 Tensions des condensateurs

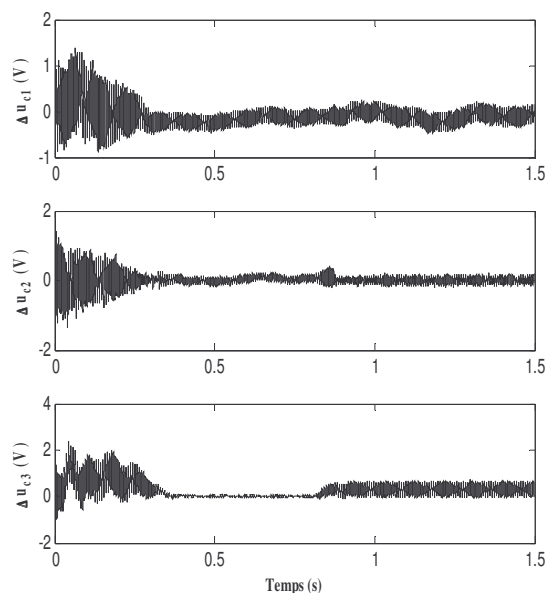


Figure B.17 Les différences ΔU_{ci}

Sur la figure B.18, elles sont représentées les performances des trois redresseurs utilisés pour la génération des tensions continues nécessaires pour le bon fonctionnement de l'onduleur à sept niveaux à diodes flottantes. Cette figure permet d'apprécier la qualité de réglage des tensions de sortie côté continu. En outre, les courants des réseaux sont de formes sinusoïdales et en phase avec leurs tensions simples. Il s'agit de ce fait d'un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

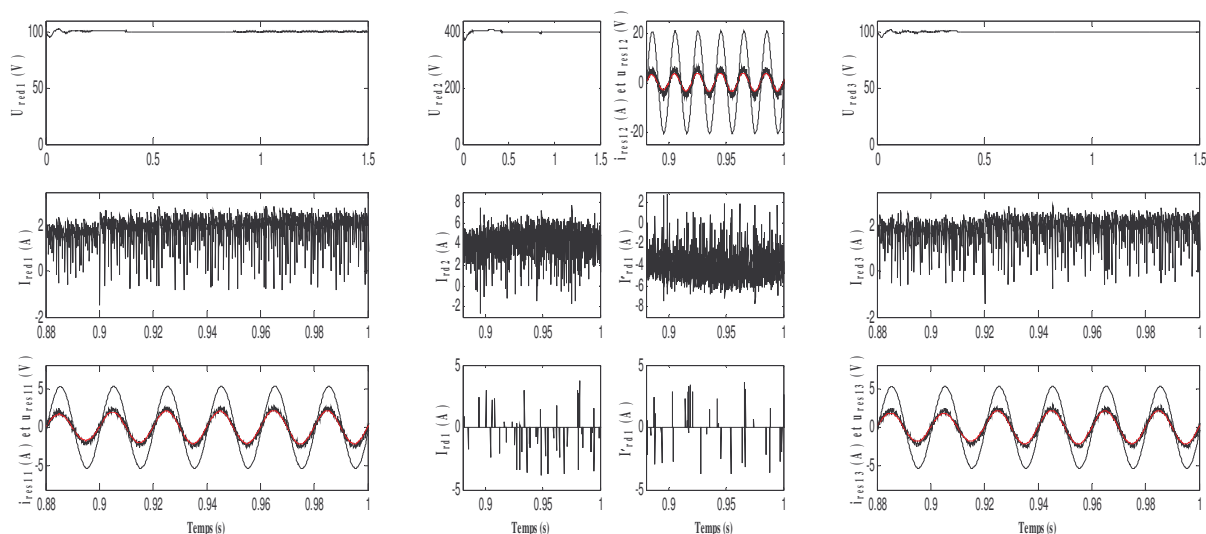


Figure B.18 Performances des redresseurs PWM

Annexe C

Paramètres de la machine asynchrone

Les données relatives à la machine asynchrone utilisée en simulations sont :

Puissance nominale	1.5 kW
Tension nominale	220/380 V
Courant nominal	6.31/3.64 A
Facteur de puissance nominal	$\cos \varphi_n = 0.8$
Rendement nominal	$\eta_n = 0.78$
Fréquence nominale	50 Hz
Vitesse nominale	1420 <i>tr</i> /min
Nombre de paires de pôles	$P = 2$
Résistance statorique par phase	$R_s = 4.85 \Omega$
Résistance rotorique par phase	$R_r = 3.805 \Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0.274 H$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0.274 H$
Inductance mutuelle cyclique	$L_m = 0.258 H$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0.031 \text{ kgm}^2$
Coefficient de frottement	$f = 0.00114 \text{ Nms/rad}$

Bibliographie

- [1] Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel converters: A new breed of power converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, May/June 1996, pp. 509–517.
- [2] José Rodríguez, Jih-Sheng Lai and Fang Zheng Peng, "Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 724-738.
- [3] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. IA-17, No. 5, September/October 1981, pp. 518-523.
- [4] P. M. Bhagwat and V.R. Stefanovic, "Generalized multilevel PWM inverter," *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. IA-19, No. 6, 1983, pp. 1057-1069.
- [5] R. W. Menzies and Yiping Zhuang, "Advanced static compensation using a multilevel GTO thyristor inverter," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 10, No. 3, April 1995, pp. 732-739.
- [6] Guk C. Cho, Gu H. Jung, Nam S. Choi and Gyu H. Cho, "Analysis and controller design of static Var compensator using three-level GTO inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 11, No. 1, January 1996, pp. 57-65.
- [7] C. J. Hatziaodoniou, F. E. Chalkiadakis and V. K. Feiste, "A power conditioner for a grid-connected photovoltaic generator based on the 3-level inverter," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 14, No. 4, December 1999, pp. 1605-1610.
- [8] Leon M. Tolbert, Fang Zheng Peng and Thomas G. Habetler, "A Multilevel converter-based universal power conditioner," *Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, No. 2, March/April 2000, pp. 596-603.
- [9] Yiqiang Chen, Bakari Mwinyiwiwa, Zbigniew Wolanski and Boon-Teck Ooi, "Unified power flow controller (UPFC) based on chopper stabilized diode-clamped multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 2, March 2000, pp. 258-267.
- [10] N. A. Azli and P. Y. Lim, "Modular structured multilevel inverter with unified constant-frequency integration control for active power filters," *Proceedings of IEEE International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, Kuala Lumpur, Malaysia, 2005, pp. 1312-1316.
- [11] G. Zhoua, B. Wub and D. Xuc, "Direct power control of a multilevel inverter based active power filter," *Electric Power Systems Research*, Vol. 77, 2007, pp. 284–294.
- [12] R. W. Menzies, P. Steimer and J. K. Steinte, "Five-level GTO inverters for large induction motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 4, July/August 1994, pp. 938-944.
- [13] Gautan Sinha and Thomas A. Lipo, "A four-level inverter based drive with passive front end," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 2, March 2000, pp. 285-294.
- [14] Giuseppe Carrara, Simone Gardella, Mario Marchesoni, Raffaele Salutati and Giuseppe Sciuotto, "A new multilevel PWM method: A theoretical analysis," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, No. 3, July 1992, pp. 497-505.
- [15] Leon M. Tolbert, Fang Zheng Peng and Thomas G. Habetler, "Multilevel PWM methods at low modulation indices," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 4, July 2000, pp. 719-725.
- [16] Brendan Peter McGrath and Donald Grahame Holmes, "An Analytical technique for the determination of spectral components of multilevel carrier-based PWM methods," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 847-857.
- [17] Hongyang WU, Yan DENG, Ying LIU and Xiangning HE, "A new clew for research on PWM methods of multilevel inverters: principle and applications," *Proceedings of IEEE Power Conversion Conference*, Vol. 2, Osaka, Japan, April 2002, pp. 1251-1256.
- [18] Nikola Celanovic and Dushan Boroyevich, "A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, No. 2, March/April 2001, pp. 637-641.
- [19] Jae Hyeong Seo, Chang Ho Choi and Dong Seok Hyun, "A new simplified space–vector PWM method for three-level inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 4, July 2001, pp. 545-550.
- [20] Brendan Peter McGrath, Donald Grahame Holmes and Thomas Lipo, "Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 6, November 2003, pp. 1293-1301.

- [21] R.S. Kanchan, M.R. Baiju, K.K. Mohapatra, P.P. Ouseph and K. Gopakumar, "Space vector PWM signal generation for multilevel inverters using only the sampled amplitudes of reference phase voltages," *Proceedings of IEE Electric Power Applications*, Vol. 152, No. 2, March 2005, pp. 297-309.
- [22] José Rodríguez, Luis Morán, Jorge Pontt, Pablo Correa and Cesar Silva, "A High-performance vector control of an 11-level inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 1, February 2003, pp. 80-85.
- [23] José Rodríguez, Luis Morán, Pablo Correa and Cesar Silva, "A vector control technique for medium-voltage multilevel inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 882-888.
- [24] Siriroj Sirisukprasert, *Optimized harmonic stepped-waveform for multilevel inverter*, Master thesis in Virginia Polytechnic Institute, 1999.
- [25] Tim Cunynghan, *Cascade multilevel inverters for large hybrid-electric vehicle applications with variant dc sources*, Master thesis in University of Tennessee Knoxville 2001.
- [26] Fu-San Shyu and Yen-Shin Lai, "Virtual stage pulse-width modulation technique for multilevel inverter/converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, No. 3, May 2002, pp. 332-341.
- [27] Siriroj Sirisukprasert, Jih-Sheng Lai and Tian-Hua Liu, "Optimum harmonic reduction with a wide range of modulation indexes for multilevel converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 875-881.
- [28] Imarazene Khoukha, *Applications des réseaux de neurones à la commande par élimination d'harmoniques des onduleurs multiniveaux*, Mémoire de Magister de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2005.
- [29] Y. Sahali and M. K. Fellah, "Application of the optimal minimization of the total harmonic distortion technique to the multilevel symmetrical inverters and study of its performance in comparison with the selective harmonic elimination technique," *IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Taormina (Sicily), Italy, May 2006*, pp. 39-45.
- [30] John N. Chiasson, Leon M. Tolbert, Keith J. McKenzie and Zhong Du, "Control of a multilevel converter using resultant theory," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 11, No. 3, May 2003, pp. 345-354.
- [31] John N. Chiasson, Leon M. Tolbert, Keith J. McKenzie and Zhong Du, "A unified approach to solving the harmonic elimination equations in multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 19, No. 2, March 2004, pp. 478-490.
- [32] John N. Chiasson, Leon M. Tolbert, Keith J. McKenzie and Zhong Du, "Elimination of harmonics in multilevel converter using the theory of symmetric polynomials and resultants," *IEEE Transaction on Control Systems Technology*, Vol. 13, 2005, pp. 216-223.
- [33] Leon M. Tolbert, John N. Chiasson, Zhong Du and Keith J. McKenzie, "Elimination of harmonics in multilevel converter with nonequal dc sources," *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. 41, No. 1, January/February 2005, pp. 75-82.
- [34] Zhong Du, *Active harmonic elimination in multilevel converters*, PHD Dissertation in University of Tennessee, Knoxville, 2005.
- [35] Zhong Du, Leon M. Tolbert and John N. Chiasson, "Active harmonic elimination for multilevel converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No. 2, March 2006, pp. 459-469.
- [36] B. Ozpineci, L.M. Tolbert and J.N. Chaisson, "Harmonic optimization of multilevel converters using genetic algorithms," *IEEE Power Electronics Letters*, Vol. 3, 2005, pp. 92-95.
- [37] Mohamed S. A. Dahidah and Vassilios G. Agelidis, "Generalized formulation of multilevel selective harmonic elimination PWM: case I non-equal DC sources," *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju, Korea, June 2006*, pp. 1-6.
- [38] Khaled El-Naggar and Tamer H. Abdelhamid, "Selective harmonic elimination of new family of multilevel inverters using genetic algorithms," *Energy Conversion and Management*, Vol. 49, January 2008, pp. 89-95.
- [39] Mohamed S.A. Dahidah, Vassilios G. Agelidis and Machavaram V. Rao, "Hybrid genetic algorithm approach for selective harmonic," *Control Energy Conversion and Management*, Vol. 49, February 2008, pp. 131-142.
- [40] Mohamed S. A. Dahidah and Vassilios G. Agelidis, "A Hybrid genetic algorithm for selective harmonic elimination control of multilevel inverter with non-equal DC sources," *Proceedings of IEEE Power Electronics and Drives Systems Conference, Kuala Lumpur, 2005*, pp. 1205-1210.
- [41] Iamu Yamamoto, Keiju Matsu, M. Hasegawa, Hideki Mori and Fukashi Ueda, "Individual DC voltage control of five level PWM inverter for static Var compensator," *Proceedings of IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society IECON'02, Sevilla, Spain, November 2002*, pp. 1173-1178.
- [42] Iamu Yamamoto, Keiju Matsui, Satarou Yamaguchi, Hideki Mori and Fukashi Ueda, "Five-level inverter having only double DC power supplies," *European Conference on Power Electronics and Applications EPE, Dresden, Germany, September 2005*, pp. 1-8.
- [43] Zhiguo Pan, *Multilevel back-to-back converters: Topologies and control strategies*, PHD Dissertation in Michigan State University, 2005.
- [44] Arnaud Videt, Philippe Le Moigne, Nadir Idir, Philippe Baudesson, and Xavier Cimetière, "A new carrier-based PWM providing common-mode-current reduction and DC-bus balancing for three-level inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 6, December 2007, pp. 3001-3011.
- [45] Takashi Ishida, Kouki Matsuse, Katsuhiko Sugita, Lipei Huang and Kiyooki Sasagawa, "DC voltage control strategy for a five-level converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 3, May 2000, pp. 508-515.

- [46] Nikola Celanovic and Dushan Boroyevich, "A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 2, March 2000, pp. 242-249.
- [47] Nikola Celanovic, Space vector modulation and control of multilevel converters, PHD Dissertation in Virginia Polytechnic Institute, 2000.
- [48] Dongsheng Zhou and Didier G. Rouaud, "Experimental comparisons of space vector neutral point balancing strategies for three-level topology," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 6, November 2001, pp. 872-879.
- [49] Josep Pou, Dushan Boroyevich and Rafael Pindado, "New feedforward space-vector PWM method to obtain balanced AC output voltages in a three-level neutral-point-clamped converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 5, October 2002, pp. 1026-1034.
- [50] Josep Pou i Fèlix, Modulation and control of three-phase PWM multilevel converters, PHD Dissertation in Universitat Politècnica de Catalunya, 2002.
- [51] Omar Bouhali, El Madjid Berkouk, Bruno Francois and Christophe Saudemont, "New direct space vector modelling and control of five-level three-phase inverters," *Archives of Electrical Engineering*, Vol. LIV, No. 2, 2005, pp. 159-182.
- [52] Sergio Busquets Monge, Sergio Somavilla, Josep Bordonau and Dushan Boroyevich, "Capacitor voltage balance for the neutral-point-clamped converter using the virtual space vector concept with optimized spectral performance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 4, July 2007, pp. 1128-1135.
- [53] Maryam Saeedifard, Reza Iravani, and Josep Pou, "Analysis and control of DC-capacitor-voltage-drift phenomenon of a passive front-end five-level converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 6, December 2007, pp. 3255-3266.
- [54] O. Bouhali, B. Francois, E. M. Berkouk and C. Saudemont, "DC link capacitor voltage balancing in a three-phase diode clamped inverter controlled by a direct space vector of line-to-line voltages," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, No. 5, September 2007, pp. 1636-1648.
- [55] Yiqiang Chen and Boon-Teck Ooi, "Multimodular multilevel rectifier/inverter link with independent reactive power control," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 13, No. 3, July 1998, pp. 902-908.
- [56] Annette von Jouanne, Shaoan Dai and Haoran Zhang, "A multilevel inverter approach providing DC-link balancing, ride-through Enhancement, and common-mode voltage elimination," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 739-745.
- [57] Diego E. Soto-Sanchez and Tim C. Green, "Voltage balance and control in a multi-level unified power flow controller," *IEEE Transactions on Power Delivery*, Vol. 16, No. 4, October 2001, pp. 732-738.
- [58] Mario Marchesoni and Pierluigi Tenca, "Diode-clamped multilevel converters: A practicable way to balance DC-link voltages," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 752-765.
- [59] Keith Corzine, Xiaomin Kou and James R. Baker, "Dynamic average-value modeling of a four-level drive system," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 2, March 2003, pp. 619-627.
- [60] Zhiguo Pan and Fang Z. Peng, "Harmonics optimization of the voltage balancing control for multilevel converter/inverter systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 21, No. 1, January 2006, pp. 211-218.
- [61] E. M. Berkouk, Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects, application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux, Thèse de Doctorat du Conservatoire National des Arts et Métiers de Paris, 1995.
- [62] Abelaziz Talha, El-Madjid Berkouk and Mohamed Seghir Boucherit, "Study and control of two-level PWM rectifier-clamping bridge-seven-level NPC VSI cascade: Application to PMSM speed control," *European Transactions on Electrical Power*, Vol. 16, 2006, pp. 93-107.
- [63] Hasan Kömürçüoğlu, and Osman Kükrer, "Lyapunov-based control for three-phase PWM AC/DC voltage-source converters," *IEEE Transactions on Power Electronics* Vol. 13, No. 5, September 1998, pp. 801-813.
- [64] Jinhwan Jung, Sunkyoung Lim, and Kwanghee Nam, "A feedback linearizing control scheme for PWM converter-inverter having a very small dc-link capacitor," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 5, September/October 1999, pp. 1124-1131.
- [65] Dong-Choon Lee, G-Myoung Lee and Ki-Do Lee, "DC-bus voltage control of three-phase AC/DC PWM converters using feedback linearization," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 36, 2000, pp. 826-833.
- [66] Loubna Yacoubi, Farhat Fnaiech, Louis-A. Dessaint and Kamal Al-Haddad, "New nonlinear control of three-phase NPC boost rectifier operating under severe disturbances," *Mathematics and Computers in Simulation* Vol. 63, 2003, pp. 307-320.
- [67] Marcelo Pérez, Romeo Ortega and José R. Espinoza, "Passivity-based PI control of switching power converters," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 12, No. 6, November 2004, pp. 881-890.
- [68] Redha Chibani and El Madjid Berkouk, "Five-level PWM current rectifier-five-level NPC VSI-permanent magnet synchronous machine cascade," *The European physical journal Applied physics*, 2005, pp. 1-14.
- [69] Marek Jasinski, Marco Liserre, Frede Blaabjerg and Mariusz Cichowlas, "Fuzzy logic current controller for PWM rectifiers," *IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society IECON 02*, Vol. 2, Sevilla, Spain, November 2002, pp. 1300-1305.

- [70] Jasinski M, Liserre M, Blaaberg F and Cishowlas M, "Fuzzy logic current controller for PWM rectifiers," Proceedings of IEEE 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society IECON'02, Sevilla, Spain, November 2002, pp. 1300-1305.
- [71] Carlo Cecati, Antonio Dell'Aquila, Marco Liserre and Antonio Ometto, "A fuzzy-logic-based controller for active rectifier," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No.1, January/February 2003, pp. 105-112.
- [72] Cecati C, Dell'Aquila A, Lecci A and Liserre M, "Implementation issues of a fuzzy-logic-based three-phase active rectifier employing only voltage sensors," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, 2005, pp. 378-385.
- [73] Nikolaus P. Schibli, Tung Nguyen and Alfred C. Rufer, "A three-phase multilevel converter for high-power induction motors," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 5, September 1998, pp. 978-986.
- [74] Leon M. Tolbert, Fang Zheng Peng and Thomas G. Habetler, "Multilevel converters for large electric drives," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 1, January/February 1999, pp. 36-44.
- [75] Samir Kouro, Rafael Bernal, Hernán Miranda, César A. Silva and José Rodríguez, "High-performance torque and flux control for multilevel inverter fed induction motors," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 6, November 2007, pp. 2116-2123.
- [76] Nabil Lourci, Contribution a l'étude et la commande d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à diodes flottantes. Application à la conduite d'une machine asynchrone triphasée, Mémoire de Magister de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2000.
- [77] S.A. Khajehoddin, A. Bakhshai and P.K. Jain, "A current flow model for m-level diode-clamped multilevel converters," IEEE 32nd Annual Conference Industrial Electronics IECON'06, Paris, France, November 2006, pp. 2477-2482.
- [78] Leon M. Tolbert and Thomas G. Habetler, "Novel multilevel inverter carrier-based PWM method," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, September/October 1999, pp. 1098-1107.
- [79] Brendan Peter McGrath and Donald Grahame Holmes, "Multicarrier PWM strategies for multilevel inverters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 4, August 2002, pp. 858-867.
- [80] S. Barkati, E. M. Berkouk, M.S. Boucherit, "Three induction motor drive fed by seven-level inverter," First Baha Technical Meeting, Saudi Arabia, 2004, pp. 178-183.
- [81] Jing Ning and Yuyao He, "Phase-shifted suboptimal pulse-width modulation strategy for multilevel inverter," Proceeding of IEEE 1st Conference on Industrial Electronics and Applications, Singapore, May 2006, pp. 1-5.
- [82] Afef Ben Abdelghani, Minimisation des courants de mode commun dans les variateurs de vitesse asynchrones alimentés par onduleurs de tension multicellulaires, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2003.
- [83] Haoran Zhang, Annette von Jouanne, Shaoan Dai, Alan K. Wallace and Fei Wang, "Multilevel inverter modulation schemes to eliminate common-mode voltages," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 6, November/December 2000, pp. 1645-1653.
- [84] Jorge Nocedal and Stephen J. Wright, Numerical optimization, Springer 1999.
- [85] Jasbir S. Arora, Introduction to optimum design, Springer, 2004.
- [86] Daihee Park, Abraham Kandel and Gideon Langholz, "Genetic-based new fuzzy reasoning models with application to fuzzy control," IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Vol. 24, No. 1, January 1994, pp. 39-47.
- [87] S.P. Ghoshal, "Optimizations of PID gains by particle swarm optimizations in fuzzy based automatic generation control," Electric Power Systems Research, Vol. 72, 2004, pp. 203-212.
- [88] Eric Granger, Philippe Henniges, Luiz S. Oliveira and Robert Sabourin, "Particle swarm optimization of fuzzy ARTMAP parameters," Proceedings of IEEE International Joint Conference on Neural Networks, Vancouver, July 2006, pp. 2060-2067.
- [89] R. A. Krohling, H. Jaschek and J. P. Rey, "Designing PI/PID controllers for a motion control system based on genetic algorithms," Proceedings of IEEE International Symposium on Intelligent Control, Istanbul, Turkey, July 1997, pp. 125-130.
- [90] Yi-Pin Kuo and Tzuu-Hseng S. Li, "GA-based fuzzy PI/PD controller for automotive active suspension system," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 6, December 1999, pp. 1051-1056.
- [91] Chun-Liang Lin, Horn-Yong Jan and Niahn-Chung Shieh, "GA-based multiobjective PID control for a linear brushless dc motor," IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, Vol. 8, No. 1, March 2003, pp. 56-65.
- [92] Zue-Lee Gaing, "A particle swarm optimization approach for optimum design of PID controller in AVR system," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 19, No. 2, June 2004, pp. 384-391.
- [93] Gaing ZL, "A particle swarm optimization approach for optimization design of PID controller in AVR system," IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.19, 2004, pp. 384-391.
- [94] Shengsong Mei, Zhuo Huang and Kangling Fang, "A neural network controller based on genetic algorithms," Proceeding of IEEE International Conference on Intelligent Processing Systems, Beijing, China, October 1997, pp. 1624-1628.
- [95] A. Blanco, M. Delgado and M.C. Pegalajar, "A real-coded genetic algorithm for training recurrent neural networks," Neural Networks, Vol. 14, 2001, pp. 93-105.

- [96] Van den Bergh F and Engelbrecht AP, "Cooperative learning in neural networks using particle swarm optimizers," *South African Computer Journal*, Vol. 26, 2000, pp. 84-90.
- [97] Chia-Feng Juang, "A hybrid of genetic algorithm and particle swarm optimization for recurrent network design," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics –Part B: Cybernetics*, Vol. 34, No. 2, April 2004, pp. 997-1006.
- [98] Buthainah Al-kazemi and Chilukuri K. Mohan, "Training feedforward neural networks using multi-phase particle swarm optimization," *Proceedings of the 9th International Conference on Neural Information Processing*, Vol. 5, Singapore, November 2002, pp. 2615-2619.
- [99] Hongwen Yan and Rui Ma, "Design A novel neural network clustering algorithm based on PSO and application," *Proceedings of IEEE the sixth World Congress on Intelligent Control and Automation*, Dalian, China, June 2006, pp. 6015-6018.
- [100] M. Reformat, E. Kuffel, D. Woodford and W. Ped rycz, "Application of genetic algorithms for control design in power systems," *Proceedings of IEE Generation, Transmission and Distribution.*, Vol. 145, No. 4, July 1998, pp. 345-354.
- [101] Yair Malachi and Sigmond Singer, "A genetic algorithm for the corrective control of voltage and reactive power," *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 21, No. 1, February 2006, pp. 295-300.
- [102] Hiroataka Yoshida, Kenichi Kawata, Yoshikazu Fukuyama, Shinichi Takayama and Yosuke Nakanishi, "A particle swarm optimization for reactive power and voltage control considering voltage security assessment," *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 15, No. 4, November 2000, pp. 1232-1239.
- [103] K. Lenin and M. R. Mohan, "Attractive and repulsive particle swarm optimization for reactive power optimization," *Journal of Engineering and Applied Sciences*, Vol. 1, No. 4, 2006, pp. 288-292.
- [104] Cui-Ru Wang, He-Jin Yuan, Zhi-Qiang Huang, Jiang-Wei Zhang and Chen-Jun Sun, "A modified particle swarm optimization algorithm and its application in optimal power flow problem," *Proceedings of IEEE the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Guangzhou, China, August 2005, pp. 2885-2889.
- [105] M. A. Abido, "Optimal design of power-system stabilizers using particle swarm optimization," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 17, No. 3, September 2002, pp. 406-413.
- [106] Jin S. Heo, Kwang Y. Lee and Raul Garduno-Ramirez, "Multiobjective control of power plants using particle swarm optimization techniques," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 21, No. 2, June 2006, pp. 552-561.
- [107] F. Alonge, F. D'ippotito, G. Ferrante and F.M. Raimondi, "Parameter identification of induction motor model using genetic algorithms," *Proceedings of IEE Control Theory and Applications*, Vol. 145, No. 6, November 1998, pp. 587-593.
- [108] Xu Dianguo, Li Yunfeng, Shi Jingzhuo and Guo Ning, "Genetic algorithm for parameter identification of SACS motor testing," *Proceedings of IEEE Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, Atlanta, USA, August 2003, pp. 99-102.
- [109] Ebrahim Rahimpour, Vahid Rashtchi and Mahmood Pesaran, "Parameter identification of deep-bar induction motors using genetic algorithm," *Electrical Engineering*, Vol. 89, 2007, pp. 547-552.
- [110] Li Liu, Robust fault detection and diagnosis for permanent magnet synchronous motors, PHD Dissertation in Florida State University, 2006.
- [111] K. L. Shi and Hui Li, "Optimized PWM strategy based on genetic algorithms," *IEEE Transactions on industrial Electronics*, Vol. 52, No. 5, October 2005, pp. 1458-1461.
- [112] Erhan Butun, Tarık Erfidan and Satılmıs Urgan, "Improved power factor in a low-cost PWM single phase inverter using genetic algorithms," *Energy Conversion and Management*, Vol. 47, 2006, pp. 1597-1609.
- [113] Mohamed S. A. Dahidah and M. V. C. Rao, "A hybrid genetic algorithm for selective harmonic elimination PWM AC/AC converter control," *Electrical Engineering*, Vol. 89, 2007, pp. 285-291.
- [114] John H. Holland, *Adaptation in natural and artificial systems*, Michigan University Press, 1975.
- [115] Zbigniew Michalewicz, *Genetic Algorithms+ Data Structures= Evolution Programs*, Springer 1999.
- [116] Magne Setnes and Hans Roubos, "GA-Fuzzy modeling and classification : complexity and performance," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 8, No. 5, October 2000, pp. 509-522.
- [117] Said Barkati, Lotfi Baghli, El Madjid Berkouk and Mohamed-Seghir Boucherit, "Harmonic elimination in diode-clamped multilevel inverter using evolutionary algorithms," *Electric Power Systems Research*, Vol. 78, No. 10, 2008, pp. 1736-1746.
- [118] C. W. Reynolds, "Flocks herbs and schools: a distributed behaviour model," *Computer Graphics*, Vol. 21, No. 4, 1994, pp. 25-34.
- [119] F. Hepper and U. Grenander, "A stochastic nonlinear model for coordinated bird flocks," S. Krasne Ed., *The Ubiquity of Chaos*, AAAS Publication, 1990, pp. 233-238.
- [120] Kennedy J and Eberhart R, "Particle swarm optimization," *Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks*, Perth, Australia, 1995, pp. 1942-1948.
- [121] James Kennedy and Russell C. Eberhart, *Swarm Intelligence*, Academic Press, 2001.
- [122] Shu-Kai S. Fan and Yi-Yin Chiu, "A decreasing inertia weight particle swarm optimizer," *Engineering Optimization*, Vol. 39, No. 2, March 2007, pp. 203-228.

- [123] LA Zadeh, "The concept of a linguistic variable and its application to approximate reasoning," *Information Sciences*, Vol. 8, 1975, pp. 199-249.
- [124] M. Mizumoto and K. Tanaka, "Some properties of fuzzy sets of type-2," *Information and Control*, Vol. 31, 1976, pp. 312-340.
- [125] M. Mizumoto and K. Tanaka, "Fuzzy sets of type-2 under algebraic product and algebraic sum," *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 5, 1981, pp. 277-290.
- [126] Nilesh N. Karnik and Jerry M. Mendel, "Introduction to type-2 fuzzy logic systems," in *Proceeding of FUZZ IEEE Conference*, Anchorage, AK, May 1998, pp. 915-920.
- [127] Nilesh N. Karnik and Jerry M. Mendel, "Type-2 fuzzy logic systems: Type-reduction," in *Proceeding of IEEE Conference on Systems, Man and Cybernetics*, San Diego CA, October 1998, pp. 2046-2051.
- [128] Nilesh Naval Karnik, *Type-2 fuzzy logic systems*, PHD Dissertation in University of Southern California, 1998.
- [129] D. Dubois and H. Prade, "Operations on Fuzzy Numbers," *Int. J. Systems Science*, Vol. 9, 1978, pp. 613-626.
- [130] D. Dubois and H. Prade, "Operations in a Fuzzy-Valued Logic," *Information and Control*, Vol. 43, 1979, pp. 224-240.
- [131] Nilesh N. Karnik, Jerry M. Mendel and Qilian Liang "Type-2 fuzzy logic systems," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 7, No. 6, December 1999, pp. 643-658.
- [132] E. Hisdal, "The IF THEN ELSE statement and interval-values fuzzy sets of higher type," *International Journal of Man-Machine Studies*, Vol. 15, 1981, pp. 385-455.
- [133] Qilian Liang and Jerry M. Mendel, "Interval type-2 fuzzy logic systems: Theory and design," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 8, No. 5, October 2000, pp. 535-550.
- [134] Qilian Liang, *Fading channel equalisation and video traffic classification using nonlinear signal pressing techniques*, PHD Dissertation in University of Southern California, 2000.
- [135] Robert I. Bob John, "Fuzzy sets of type-2," *Journal of Advanced Computational Intelligence*, Vol. 3, No. 6, 1999, pp. 499-508.
- [136] I. Burhan Turksen, "Type 2 representation and reasoning for CWW," *Fuzzy Sets and Systems*, Vol. 127, 2002, pp. 17-36.
- [137] Jerry M. Mendel, "Computing derivatives in interval type-2 fuzzy logic systems," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 12, No. 1, February 2004, pp. 84-98.
- [138] Assem H. Sonbol and M. Sami Fadali, "TSK fuzzy systems types II and III stability analysis: Continuous case," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics – Part B: Cybernetics*, Vol. 36, No. 1, 2006, pp. 2-12.
- [139] Kheireddine Chafaa, *Structures d'identification et de commande des systèmes non linéaire*, Thèse de Doctorat de l'Université de Batna, 2006.
- [140] C.Lynch, , H. Hagrass and V. Callaghan, "Embedded type-2 FLC for real-time speed control of marine and traction diesel engines," *Proceeding of IEEE FUZZ Conference*, Reno, Nevada, USA, May 2005, pp. 347-352.
- [141] Hani A. Hagrass, "A hierarchical type-2 fuzzy logic control architecture for autonomous mobile robots," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 12, No. 4, August 2004, pp. 524-539.
- [142] Pistit Phokharakul and Supachai Phaiboon, "Mobile robot control using type-2 fuzzy logic system," *Proceeding of IEEE Conference on Robotics, Automation and Mechatronics*, Singapore, December 2004, pp. 296-299.
- [143] Chi-Hsu Wang, Chun-Sheng Cheng, and Tsu-Tian Lee, "Dynamical optimal training for interval type-2 fuzzy neural network (T2FNN)," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics – Part B: Cybernetics*, Vol. 34, No. 3, June 2004, pp. 1462-1477.
- [144] Madhusudan Singh, Smriti Srivastava, J.R.P. Gupta and M. Wanmandlu, "A type-2 fuzzy neural model based control of a nonlinear system," *Proceedings of IEEE Conference on Cybernetics and Intelligent Systems*, Singapore, December 2004, pp. 1352-1356.
- [145] Dongrui Wu and Woei Wan Tan, "A type-2 fuzzy logic controller for the liquid-level process," *Proceedings of IEEE FUZZ Conference*, Budapest, Hungary, July 2004, pp. 953-958.
- [146] Julio Romero Agüero and Alberto Vargas, "Inference of operative configuration of distribution networks using fuzzy logic techniques—Part I: Real-time model," *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 20, No. 3, August 2005, pp. 1551-1561.
- [147] P.-Z. Lin, C.-M. Lin, C.-F. Hsu and T.-T. Lee, "Type-2 fuzzy controller design using a sliding-mode approach for application to DC–DC converters," *Proceedings of IEE Electric Power Applications*, Vol. 152, No. 6, November 2005, pp. 1482-1488.
- [148] Jerry M. Mendel, "Type-2 fuzzy sets: Some questions and answers," *IEEE Connections*, Newsletter of the IEEE Neural Networks Society, Vol. 1, August 2003, pp. 10-13.
- [149] Jerry M. Mendel and Robert I. Bob John, "Type-2 fuzzy sets made simple," *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*, Vol. 10, No. 2, April 2002, pp. 117-127.
- [150] Nilesh N. Karnik and Jerry M. Mendel, "Centroid of a type-2 fuzzy set," *Information Sciences*, Vol. 132, 2001, pp. 195-220.

- [151] Jerry M. Mendel and H. Wu, "Centroid uncertainty bounds for interval type-2 fuzzy sets: Forward and inverse problems," Proceedings of IEEE FUZZ Conference, Budapest, Hungary, July 2004, pp. 947-952.
- [152] Mendel, J. M. and H. Wu, "Properties of the centroid of an interval type-2 fuzzy set, including the centroid of a fuzzy granule," Proceeding of IEEE International Conference on Fuzzy Systems, Reno, Nevada, USA, May 2005, pp. 341-346.
- [153] Hansruedi Buhler, *Le réglage par logique floue*, Presse Polytechniques Romandes, 1994.
- [154] Jerry M. Mendel, "Fuzzy logic systems for engineering: A tutorial," IEEE transactions on Fuzzy Systems, Vol. 2, No. 1, 1995, pp.345-377.
- [155] Liang, Q. and Jerry M. Mendel, "Interval type-2 fuzzy logic systems," in Proceeding on FUZZ IEEE, San Antonio, Texas, USA, May 2000, pp. 328-333.
- [156] Liang, Q., N. N. Karnik and Jerry M. Mendel, "Connection admission control in ATM networks using survey-based type-2 fuzzy logic systems," IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics Part C: Applications and Reviews, Vol. 30, No. 3, August 2000, pp. 329-339.
- [157] H. Wu, and Jerry M. Mendel, "Uncertainty bounds and their use in the design of interval type-2 fuzzy logic systems," IEEE Transactions on Fuzzy Systems, Vol. 10, No. 5, October 2002, pp. 622-639.
- [158] Jerry M. Mendel, "Advances in type-2 fuzzy sets and systems," Information Sciences, Vol. 177, 2007, pp. 84-110.
- [159] Jerry M. Mendel and Hongwei Wu, "New results about the centroid of an interval type-2 fuzzy set, including the centroid of a fuzzy granule," Information Sciences, Vol. 177, 2007, pp. 360-377.
- [160] S. Barkati, E. M. Berkouk and M.S. Boucherit, "Application of Type 2 fuzzy logic controller to an induction motor drive with seven-level diode-clamped inverter and controlled infeed," Electrical Engineering, October 2007.
- [161] S. Barkati, E. M. Berkouk and M.S. Boucherit, "Control of the dc-buses of a seven-level diode clamped inverter using type-2 fuzzy systems," The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol. 2, No. 4, October 2006, pp. 161-168.
- [162] Yiqiang Chen, Bakari Mwinyiwiwa, Zbigniew Wolanski and Boon-Teck Ooi, "Unified power flow controller (UPFC) based on chopper stabilized diode-clamped multilevel converters," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 2, March 2000, pp. 258-267.
- [163] Yiqiang Chen and Boon-Teck Ooi, "STATCOM based on multimodules of multilevel converters under multiple regulation feedback control," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 5, September 1999, pp. 959-965.
- [164] Ying Cheng Mariesa and L. Crow, "A diode-clamped multi-level inverter for the StatCom/BESS," IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, New York, USA, January 2002, pp. 470-475.
- [165] Shaoan Dai, A DSP controlled multilevel inverter providing dc-link voltage balancing, ride-through enhancement and common-mode voltage elimination, PHD Dissertation in Oregon State University, 2003.
- [166] R. Rojas, T. Ohnishi and T. Suzuki, "PWM control method for a four-level inverter," Proceedings of IEE Electric Power Applications, Vol. 142, No. 6, November 1995, pp. 390-396.
- [167] Redha Chibani, Application de l'automatique aux cascades à onduleurs à cinq niveaux à structure NPC, Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2007.
- [168] Abdelaziz Talha, Etude de différentes cascades de l'onduler à sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents, Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2004.
- [169] Farid Bouchafaa, Etude et commande de différentes cascades à onduler à neuf niveaux à structure NPC : Application à la conduite d'une MSAP, Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2006.
- [170] Hakim Gheraia, Etude de différentes cascades à onduleur NPC à sept niveaux. Application à la conduite de la machine asynchrone triphasée, Thèse de Doctorat de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2008.
- [171] M. Sc. Mariusz Malinowski, Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers, PHD Dissertation in Warsaw University of Technology, 2001.
- [172] M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski and A. Trzynadlowski, "Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers," Mathematics and Computers in Simulation, Vol. 63, 2003, pp. 349-361.
- [173] José R. Rodriguez, Juan W. Dixon, José R. Espinoza, Jorge Pontt and Pablo Lezana, "PWM regenerative rectifiers : State of the art," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1, February 2005, pp. 5-22.
- [174] Sergio Aurtenechea Larrinaga, Predictive control of the 2L-VSI and 3L-NPC VSI based on direct power control for MV grid-connected power applications, PHD Dissertation in University of Mondragon (Spain), 2007.