

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'étude pour l'obtention du diplôme d'
Ingénieur d'état en électrotechnique

Intitulé

**La commande des courants de circulation lors d'une mise en parallèle
des onduleurs connectés au réseau**

Présenté par
IBrahim Youcef ZEHIOUA et Mokrane BALA

Sous la direction de **Dr. T. ZEBBADJI**
soutenu publiquement le 15 juin 2016

Membres du Jury

Président :	L. NEZLI, Professeur à l'ENP
Rapporteur :	T. ZEBBADJI, Docteur à l'ENP
Examineur :	M. O. MAHMOUDI , Professeur à l'ENP
	S.CHOUIREF, Doctarante à l'ENP

ENP 2016

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

يتزايد استهلاك الطاقة الكهربائية في العالم بشكل مستمر أين أخذ استعمال الطاقات المتجددة في توليد هذه الأخيرة حيزا أكبر. وضع هذه الطاقة تحت تصرف المستهلك يتطلب الربط على التوازي للموجات, و بالتالي عملية نمذجة أكثر من مهمة من اجل فهم التفاعلات بين مختلف الأجزاء و الإعدادات حول مردود هذه البنية. لذلك في دراستنا هذه, ركزنا على توزيع التيار الداخل ثم على التحكم بالتيار المار بين الموجهات في حالة ربطهم على التوازي و اتصالهم بشبكة التوزيع الكهربائي. ثم أجرينا دراسة حول التيار المار بين الوحدتين من اجل قيم مختلفة لإعدادات الدارة بالاعتماد على تقنيتين للتعديل (SPWM و SVPWM). كما تمت عملية تنظيم وتحكم لهذا التيار من اجل تقليله. في الأخير أدخلنا آلية التحكم النشط للتيار بهدف تسيير توزيع الطاقة بالإضافة إلى المقارنة بين التيارات المتولدة بالاعتماد على كلتا التقنيتين.

الكلمات المفتاحية: الربط على التوازي للموجات, التحكم النشط للتيار, تيار ما بين الموجهات توزيع التيار, التنظيم, THD, SVPWM, SPWM.

Abstract

The consumption of energy in the world is increasing. The share of renewable energy in the energy production process is becoming more and more important. Its availability to the consumer requires the parallel connection of inverters. Modeling is more than necessary for a better understanding of the different parameters interaction on the performance of the structure. Special interest is given to the input current distribution along the units and the control of the circulating current flow generated by the n parallel inverters connected to the network. Then, a study of these circulating currents for different values of the circuit parameters with two modulation techniques (SPWM and SVPWM) is developed. Current control procedure is investigated to minimize the circulating current among the inverters. Finally, the current active control has been introduced to manage the power sharing. A comparison between the currents generated by the two modulations techniques is conducted.

Key Words: SPWM, SVPWM, Actif control, regulation, circulating current, inverter connected in parallel, current sharing.

Résumé

La consommation des énergies dans le monde ne cesse d'augmenter. La part des énergies renouvelables dans le processus de production de l'énergie prend de plus en plus d'ampleur. La mise à la disposition du consommateur de cette énergie requiert la mise en parallèle d'onduleurs. Une modélisation est plus que nécessaire pour une compréhension de l'interaction des différents paramètres sur les performances de la structure. On s'est intéressé alors au partage du courant d'entrée puis à la commande du courant de circulation généré par une mise en parallèle d'onduleurs connectés au réseau. Puis, une étude des courants de circulation pour différents valeurs des paramètres du circuit avec deux techniques de modulation (SPWM et SVPWM) est élaborée. Une régulation de ce courant est entreprise afin de le minimiser. Finalement, on introduit une commande active du courant afin de gérer le partage de puissance. Une comparaison entre les courants générés par les deux techniques de modulations est entreprise.

Mots clés : SPWM, SVPWM, commande active, régulation, courant de circulation, mise en parallèle d'ondeur, partage de courant.

*A la mémoire de mes parents, qui avaient tant
voulu être présent ce-jour,*

A mes frères et mes sœurs

A toute ma famille et mes amis

A deux Hadj

Mokrane

A la mémoire de ma mère

A mon père

A mes sœurs

A toute ma famille et mes amis

Yucef

Remerciement

Au terme de ce travail,

Nous adressons nos remerciements à Monsieur Tahar ZEBBADJI, enseignant à l'Ecole Nationale Polytechnique, pour l'appui scientifique et pour leur disponibilité durant la préparation de notre projet fin d'étude.

Nous tenons également à remercier Monsieur Mohand Oualhadj MAHMOUDI, enseignant à l'Ecole Nationale Polytechnique, de nous avoir fait l'honneur de présider ce jury.

Nous remercions aussi Monsieur Lazhari NEZLI, enseignant à l'Ecole Nationale Polytechnique, d'avoir accepté d'examiner et évaluer ce travail.

Nous tenons à remercier l'ensemble des enseignants de l'École Nationale Polytechnique spécialement ceux du département d'Électrotechnique, pour leur encadrement tout au long de notre formation

LISTE DES FIGURES

Figure I - 1 : Structure de la production électrique en 2012	20
Figure I - 2 : Structure de la production électrique d'origine renouvelable (2012)	21
Figure I - 3 : Evolution de la production hydraulique par région (TWh).....	22
Figure I - 4 : Evolution de la production éolienne par an (TWh).....	23
Figure I - 5 : Evolution de la production solaire par région (TWh)	24
Figure I - 6 : Les différents types de convertisseurs	25
Figure I - 7 : Principaux interrupteurs de puissance en fonction de la puissance et de la fréquence de commutation du convertisseur	28
Figure I - 8 : Onduleur monophasé avec transformateur de sortie à pont milieu.....	29
Figure I - 9 : Onduleur monophasé avec diviseur capacitif	30
Figure I - 10 : Onduleur monophasé en pont	30
Figure I - 11 : Onduleur de tension triphasé.....	30
Figure I - 12 : Modulation à largeur d'impulsions multiples	31
Figure I - 13 : Modulation à largeur d'impulsion.....	32
Figure I - 14 : Modulation à largeur d'impulsion modifiée	32
Figure I - 15 : Modèle utilisé pour l'étude de l'association de n semi-conducteurs en parallèle	34
Figure II - 1 : Principe de la MLI Sinus-Triangle	37
Figure II - 2 : La création des signaux des impulsions et des tensions	38
Figure II - 5 : Schéma de la mise en parallèle de deux onduleurs connectés au réseau.....	38
Figure II - 6 : Simulation des courants et des tensions pour un système équilibré	45
Figure II - 7 : Simulation de la commande MLI avec $\Delta Z \neq 0$	46
Figure II - 8 : Simulation des courants et des tensions lors d'une perturbation de système	47
Figure II - 9 : Simulation d'une commande MLI avec $\Delta r \neq 0$	49
Figure II - 10 : Simulation de la commande MLI avec $\Delta \phi \neq 0$	50
Figure II - 11 : Minimisation du courant de circulation.....	52
Figure III - 1 : Vecteur spatial tournant.....	55
Figure III - 2 : Transformation de Park	55
Figure III - 3 : Onduleur de tension triphasé.....	56
Figure III - 4 : Les 8 états possibles de commutation	56

Figure III - 5 : Onduleur alimentant une charge triphasé.....	57
Figure III - 6 : La représentation de la tension de référence dans un secteur.....	60
Figure III - 7 : La représentation du vecteur de tension de référence avec deux vecteurs adjacents dans le secteur1	61
Figure III - 8 : Les états de commutation possible des interrupteurs dans chaque secteur	62
Figure III - 9 : Schéma de la cellule élémentaire de commutation	65
Figure III - 10 : Modèle moyen d'une cellule élémentaire de commutation.....	65
Figure III - 11 : Schéma du modèle moyen d'un onduleur de tension.....	66
Figure III - 12 : Le modèle moyen de deux onduleurs.....	66
Figure III - 13 : Le modèle moyen de la séquence homopolaire.....	68
Figure III - 14 : Relation entre les rapports cycliques et les vecteurs d'espace	69
Figure III - 15 : La définition du nouveau variable K.....	69
Figure III - 16 : Le modèle moyen de la séquence homopolaire avec le nouveau variable K .	70
Figure III - 17 : La régulation du courant de circulation.....	70
Figure III - 18 : Courant de circulation et les courants I_{a1} , I_{a2}	71
Figure III - 19 : Le courant de charge	71
Figure III - 20 : Courant de circulation ($K_1 > K_2$).....	72
Figure III - 21 : Les courants I_{a1} et I_{a2} ($K_1 > K_2$).....	72
Figure III - 22 : Courant de charge ($K_1 > K_2$).....	74
Figure III - 23 : Courant de circulation ($K_2 > K_1$).....	75
Figure III - 24 : Les courants I_{a1} et I_{a2} ($K_2 > K_1$).....	75
Figure III - 25 : Le courant de charge ($k_2 > k_1$)	75
Figure III - 26 : Courant de circulation ($V_1 > V_2$).....	76
Figure III - 27 : Les courants I_{a1} et I_{a2} ($V_1 > V_2$).....	76
Figure III - 28 : Courant de charge ($V_1 > V_2$).....	76
Figure III - 29 : Courant de circulation ($\phi_1 > \phi_2$).....	77
Figure III - 30 : Les courant I_{a1} et I_{a2} ($\phi_1 > \phi_2$).....	77
Figure III - 31 : Le courant de charge ($\phi_1 > \phi_2$).....	77
Figure III - 32 : Courant de circulation et les courant I_{a1} , I_{a2} ($Z_1 > Z_2$).....	78
Figure III - 33 : Le courant de charge ($Z_1 > Z_2$).....	78
Figure III - 34 : Courant de circulation ($Z_{a1} \neq Z_{b1}$ et Z_{c1}).....	79
Figure III - 35 : Les courants I_{a1} et I_{a2} ($Z_{a1} \neq Z_{b1}$ et Z_{c1}).....	79
Figure III - 36 : Le courant de charge ($Z_{a1} \neq Z_{b1}$ et Z_{c1}).....	80
Figure III - 37 : Le courant de circulation avec régulation ($K_1 > k_2$).....	81
Figure III - 38 : Les courants I_{a1} et I_{a2} avec régulation ($K_1 > k_2$).....	81

Figure III - 39 : Courant de charge avec régulation ($K1 > k2$)	81
Figure III - 40 : Le courant de circulation avec régulation ($K2 > k1$).....	82
Figure III - 41 : Les courants I_{a1} et I_{a2} avec régulation ($K2 > k1$)	82
Figure III - 42 : Le courant de charge avec régulation ($k2 > k1$).....	82
Figure IV - 1 : La forme d'angle pour la transformée de Park	83
Figure IV - 2 : Circuit équivalent équilibré d'une seule phase	83
Figure IV - 3 : Circuit équivalent de Thevenin d'une seule phase.....	83
Figure IV - 4 : Boucle de régulation du courant d'axe directe.....	83
Figure IV - 5 : Boucle de régulation réduite du courant	86
Figure IV - 6 : Les courants I_{d1} et I_{q1}	88
Figure IV - 7 : Les courants I_{a1} , I_{a2} et I_{cr}	88
Figure IV - 8 : Le courant de charge	88
Figure IV - 9 : Les courants I_{d1} et I_{q1}	89
Figure IV - 10 : Les courants I_{d2} et I_{q2}	89
Figure IV - 11 : Les courants I_{a1} et I_{a2}	89
Figure IV - 12 : Le courant de circulation.....	90
Figure IV - 13 : Le courant de charge	90
Figure IV - 14 : Les courants I_{d1} et I_{q1}	91
Figure IV - 15 : Les courants I_{a1} et I_{a2}	91
Figure IV - 16 : Le courant de charge	91
Figure IV - 17 : Les courants I_{d1} et I_{q1}	92
Figure IV - 18 : Les courants I_{d2} et I_{q2}	92
Figure IV - 19 : Les courants I_{a1} et I_{a2}	92
Figure IV - 20 : Le courant de charge	93
Figure IV - 21 : Le courant de circulation.....	94
Figure IV - 22 : Les courants I_{d2} et I_{q2}	94
Figure IV - 23 : Les courant I_{d1} et I_{q1}	94
Figure IV - 24 : Les courants I_{a1} et I_{a2}	94
Figure IV - 25 : Le courant de charge	94
Figure IV - 26 : Le courant de circulation.....	95
Figure IV - 27 : les harmoniques de courant de charge pour la commande SPWM.....	95
Figure IV - 28 : les harmoniques de courant de charge pour la commande SVPWM	95

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II - 1 : les paramètres de simulation	47
Tableau III - 1 : Signaux de commande, tension de référence, vecteur de tension.....	62
Tableau III - 2 : Signaux de commande, les tensions simples et composées et la tension de référence	63
Tableau III - 3 : temps de commutation des interrupteurs dans chaque secteur	66

LISTE DES SYMBOLES

R_1 : la résistance de ligne du premier onduleur
 R_2 : la résistance de ligne du deuxième onduleur
 L_1 : L'inductance du premier onduleur
 L_2 : L'inductance du deuxième onduleur
 Z_1 : l'impédance de ligne du premier onduleur
 Z_2 : L'impédance de ligne du deuxième onduleur
 R_L : La résistance de ligne du réseau
 L_L : l'inductance e ligne du réseau
 Z_L : L'impédance de ligne du réseau
 V_{DC} : La tension du bus continue
DC : courant continu
AC : courant alternatif
 V_r : La tension du réseau
S : Secteur
s : Fonction de commutation
K : Paramètre de régulation
 d_0 : rapport cyclique du vecteur nul
 d_z : Rapport cyclique de la séquence zéro
 $d\varphi$: rapport cyclique
 I_φ : courant d'entrée d'un onduleur
 V_φ : tension à la sortie d'un bras de commutation
 I_p : courant généré par un bras de commutation
 I_{cr} : Courant de circulation
 U_r : Tension de référence
 U_p : Tension de porteuse
 $I_{0,1}$: Courant homopolaire de la ligne 1
 $I_{0,2}$: Courant homopolaire de la ligne 2
 F_p : Fréquence de la porteuse
 φ : Déphasage de modulante
SPWM : La modulation triangulaire à largeur d'impulsion

LISTE DES SYMBOLES

SVPWM : La modulation vectorielle

L_{a1} : Inductance de la phase 'a' de la ligne '1'

THD : Taux de distorsion harmonique

PI : Régulateur proportionnel intégral

I_{a1} : le courant de la phase « a » du premier onduleur

I_{a2} : le courant de la phase « a » du deuxième onduleur

TABLES DES MATIERES

Introduction Générale.....	17
Chapitre I : Etat de l'art	
I.1. Introduction.....	20
I.1.1. La production d'électricité d'origine hydraulique	21
I.1.2. La production d'électricité d'origine éolienne	22
I.1.3. La production d'électricité d'origine solaire	23
I.2. La conversion d'énergie	24
I.2.1. Le convertisseur DC/DC (HACHEUR)	25
I.2.2. Le convertisseur AC/AC (Gradateur)	26
I.2.3. Le convertisseur DC/AC (Onduleur)	27
I.2.4. Le convertisseur AC/DC (Redresseur).....	27
I.2.5. Les interrupteurs de puissance	28
I.3. Les onduleurs	28
I.3.1. Classification des onduleurs.....	28
I.3.1.1. Onduleur non autonome	28
I.3.1.2. Onduleur autonome	29
I.3.2. Types d'onduleurs autonomes de tension	29
I.3.2.1. Les onduleurs monophasés	29
I.3.2.2. Les onduleurs triphasés	30
I.3.2.3. Les onduleurs multi niveaux.....	31
I.3.4. Types de Modulations	31
I.3.4.1. La modulation linéaire multiple (UPWM)	31
I.3.4.2. La modulation sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM).....	32
I.3.4.3. La modulation sinusoïdale partielle (ou modifiée) (MSPWM).....	32
I.3.4.4. La Modulation vectorielle (SVPWM)	33
I.4. L'association en parallèle des semi-conducteurs	33

I.5. La mise en parallèle des onduleurs	34
I.6. Courant de circulation	35
I.7. Conclusion	35
Chapitre II : Commande de la mise en parallèle des onduleurs par une MLI sinusoïdal	
II.1. Introduction	37
II.2. Définition de la modulation SPWM.....	37
II.3. Modélisation de la mise en parallèle des deux onduleurs.....	40
II.3.1. Hypothèses.....	40
II.3.2. Équations électriques pour une mise en parallèle de deux onduleurs.....	40
II.4. Courant de circulation.....	41
II.5. Simulation de la mise en parallèle de deux onduleurs	43
II.5.1. Cas où le courant de circulation est nul	43
II.5.1.1. Cas des deux onduleurs identiques.....	43
II.5.1.2. Cas où les impédances de ligne sont différentes	45
II.5.2. Cas de la présence d'un courant de circulation.....	46
II.5.2.1. Cas de l'impédance d'une phase différente de celles des autres phases	46
II.5.2.2. Cas où le taux de modulation est différent	48
II.5.2.3. Cas où $\Delta\varphi \neq 0$	49
II.6. Optimisation du courant de circulation	50
II.7. Conclusion.....	52
Chapitre III : Application de la modulation vectorielle à un système d'onduleurs mis en parallèle	
III.1. Introduction	54
III.2. Modulation Vectorielle (SVPWM).....	54
III.2.1. Vecteur Spatial	54
III.2.2. Principe de la SVPWM.....	55
III.2.3. Réalisation de la SVPWM.....	60
III.2.3.1. Détermination de V_d , V_q , V_{ref} et l'angle alpha	60
III.2.3.2. Détermination des durées de commutation	60

III.2.3.3. Détermination du temps de commutation pour chaque interrupteur.....	62
III.3. Etude des courants de circulation	64
III.3.1. Modélisation du courant de circulation	64
III.3.2. Modélisation moyenne de l'architecture parallèle.....	64
III.3.2.1. Le model moyen de la cellule élémentaire de commutation	64
III.3.2.2. Le modèle moyen d'un seul onduleur	65
III.3.2.3. Le modèle moyen de deux onduleurs mis en parallèle	66
III.3.3. Régulation du courant de circulation.....	68
III.4. Simulation.....	72
III.4.1. Simulation en boucle ouverte	72
III.4.1.1. Cas de référence	72
III.4.1.2. Variation des paramètres de la Modulation vectorielle.....	73
III.4.1.2.1. Cas où $K1 > K2$ (avec $K2=0,3$).....	73
III.4.1.2.2. Cas où $K2 > K1$ (avec $K2=0,7$).....	74
III.4.1.3. Cas où le module des tensions de référence est différent ($V1 > V2$).....	75
III.4.1.4. Cas où la phase des tensions de référence est différente.....	75
III.4.1.5. Cas où les impédances de ligne sont différentes ($Z1 > Z2$)	76
III.4.1.6. Cas où l'impédance de la phase « a » du premier onduleur est différente à celle des autres phases.....	77
III.4.2. Simulation en boucle fermé.....	78
III.4.2.1. Cas où $K1 > K2$ ($K2=0,3$)	78
III.4.2.2. Cas où $K2 > k1$ ($K2=0,7$).....	79
III.5. Conclusion	80

Chapitre IV : La commande active du courant

IV.1. Introduction.....	82
IV.2. La régulation du courant de charge suivant l'axe d et q.....	82
IV.3. Simulation.....	87
IV.3.1. Commande SPWM.....	87
IV.3.1.1. Cas où $Id1=Id2$ et $Iq1=Iq2$	87
IV.3.1.2. Cas où $Id2=1/2 Id1$ et $Iq2=1/2 Iq1$	88
IV.3.2. Commande SVPWM.....	89

TABLES DES MATIERES

IV.3.2.1. Cas où $I_{d1}=I_{d2}$ et $I_{q1}=I_{q2}$	90
IV.3.2.2. Cas où $I_{d2}=1/2 I_{d1}$ et $I_{q2}=1/2 I_{q1}$	90
IV.4. Régulation de courant de circulation	91
IV.5. Comparaison des deux stratégies	92
IV.6. Conclusion	93
Conclusion Générale.....	96
Bibliographie.....	98

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

Face à une demande croissante d'énergie et à l'épuisement à plus ou moins long terme des énergies fossiles, différentes solutions de substitution ont été envisagées. Suite aux crises pétrolières, certains pays ont mené une politique orientée vers le nucléaire alors que d'autres ont massivement utilisé les énergies renouvelables avec l'adoption de l'éolien et le photovoltaïque.

Les gisements des ressources énergétiques traditionnelles, d'origines principalement fossiles, ne peuvent être exploités que pour quelques décennies, ce qui laisse présager une situation de pénurie énergétique au niveau mondial de façon imminente. De surcroît, les déchets des centrales nucléaires posent d'autres problèmes en termes de pollution, des déchets radioactifs, du démantèlement prochain des vieilles centrales et du risque industriel. Pour subvenir aux besoins énergétiques de la société actuelle, il est nécessaire de trouver des solutions adaptées et de les diversifier. Actuellement, il y a principalement deux façons possibles d'agir. La première est de diminuer la consommation des récepteurs d'énergie et d'augmenter la productivité des centrales énergétiques en améliorant respectivement leur efficacité. Une deuxième alternative consiste à trouver et développer de nouvelles sources d'énergie.

Parmi les énergies renouvelables, trois grandes familles émergent : les énergies renouvelables d'origines : mécanique (la houle, éolien), énergie électrique (panneaux photovoltaïques), ou encore, l'énergie sous forme de chaleur (géothermie, solaire thermique,...).

Les sources d'énergie renouvelables permettant une production décentralisée de l'électricité, peuvent contribuer à résoudre le problème de l'électrification des sites isolés où un grand nombre d'individus est dépourvu de tout apport énergétique, ne pouvant, ainsi, satisfaire aucun besoin même minime et améliorer ses conditions de vie.

Les sources d'énergie renouvelables nécessitent une installation particulière requérant l'électronique de puissance « redresseurs, onduleurs, transformateur,etc. » ; Mais cela pose plusieurs défis quant aux niveaux de la régulation des courants et des tensions générées à la sortie du côté AC lorsqu'on est connecté aux réseaux.

Dans les applications de fortes puissances générées par les centrales d'énergie, des dispositifs à base de commutateurs individuels ne peuvent, à eux seuls, faire transiter cette énergie et la mettre à la disposition des consommateurs. Les structures en charge de cette

Introduction Générale

conversion d'énergie devront supporter des contraintes de tensions et/ou de courants qui dépassent largement les contraintes admissibles de commutateurs individuels : d'où l'idée de combinaison d'interrupteurs ou de modules. La mise en parallèle des onduleurs est souvent utilisée pour atteindre des niveaux de puissances au-delà de la capacité de la plus grande puissance que peut fournir une structure classique.

Lorsque plusieurs onduleurs sont mis en parallèle, il est impératif de veiller à la distribution du courant de charge le long des onduleurs. Avec les tolérances des éléments, les onduleurs sans que l'on tienne compte du contrôle du partage de courant de charge peut engendrer un flux de courant asymétrique dans les modules. Cela affecte sérieusement l'efficacité du système en augmentant ainsi la surcharge d'un ou plusieurs modules. Le fonctionnement ainsi que la durée de vie de la structure se trouve compromise.

Dans une première étape de ce travail, nous ferons une synthèse de l'utilité de la mise en parallèle des onduleurs pour des applications liées aux énergies renouvelables. Dans le second chapitre, on introduit la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale et l'on applique à la mise en parallèle d'onduleurs connectés au réseau. L'étude du courant de circulation et sa variation en fonction des paramètres du circuit et ceux de la modulation est entreprise. Le troisième chapitre traite la régulation du courant de circulation pour une modulation vectorielle. Dans le dernier chapitre, une commande active de la puissance a été introduite afin de vérifier l'influence du partage de la puissance sur la mise en parallèle des onduleurs connectés au réseau. Une comparaison entre la forme des courants générés par les onduleurs pour deux commandes différentes (SPWM et SVPWM) est établie.

CHAPITRE I

ETAT DE L'ART

I.1. Introduction

Les besoins en énergie électrique de l'humanité sont toujours en progression. Pour y faire face, l'évolution de la capacité de production d'électricité doit suivre cette croissance.

La production d'électricité mondiale à partir de combustibles fossiles est la plus courante, elle représente environ deux tiers de production mondiale. Sur le plan régional, d'autres sources d'énergie peuvent fournir la majorité de l'électricité. La production d'électricité renouvelable fait partie intégrante du système de production d'électricité mondiale.

Devant la hausse du prix du pétrole et le souci de préserver l'environnement, la promotion des énergies renouvelables constitue un des grands axes de la politique énergétique et environnementale de la plupart des pays. Cette politique énergétique vise à maintenir la sécurité d'approvisionnement tout en prenant en compte les préoccupations environnementales.

La production mondiale d'énergie électrique d'origine renouvelable a atteint 4699,2 TWh en 2012, ce qui représente plus de 20% de la production d'électricité mondiale [1]. La Figure I-1 montre la structure de la production mondiale. Tel qu'on remarque, le taux des énergies renouvelables a augmenté. L'énergie Hydraulique présente plus de 60% des énergies renouvelables (Figure I-2).

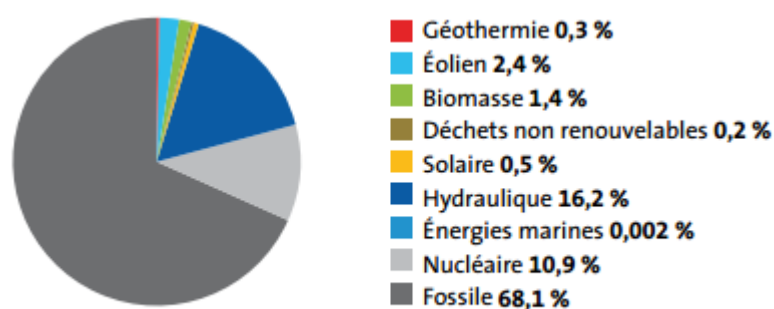


Figure I - 1 : Structure de la production électrique en 2012, [1]

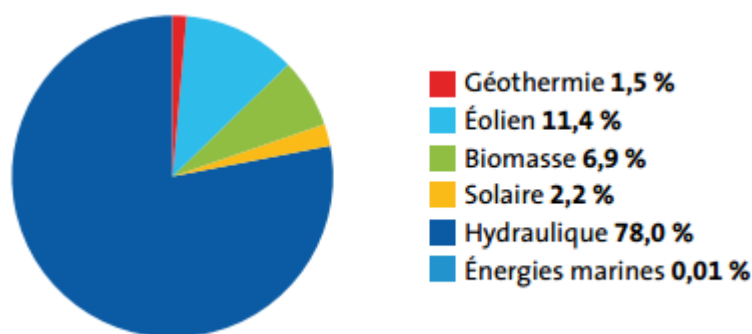


Figure I - 2 : Structure de la production électrique d'origine renouvelable (2012), [1]

L'électricité renouvelable provient de six sources distinctes : l'hydroélectricité, l'énergie éolienne, Biomasse, énergie Solaire, la géothermie et les énergies marines qui restent une filière en phase de démonstration.

I.1.1. La production d'électricité d'origine hydraulique

Le principe de l'hydroélectricité (La formation d'électricité produite par un système de turbines installées dans les cours d'eau) est d'utiliser la force de l'eau créée grâce à une hauteur de chute pour qu'elle entraîne une turbine reliée à un générateur d'électricité. Certains barrages hydroélectriques sont équipés d'une centrale de pompage-turbinage. Celle-ci dispose obligatoirement d'un bassin inférieur. Ce type de centrale peut, au choix, turbiner l'eau en cas de forte demande d'électricité [2].

L'hydroélectricité est de loin la première source d'électricité renouvelable, occupant à elle seule 78% du bouquet renouvelable. La filière est également la seconde source d'électricité mondiale avec un total de 3 663,4 TWh, soit une part de 16.2% de la production d'électricité mondiale en 2012 [1].

Comme l'illustre la Figure I-3, l'Asie de l'est et du sud ont connu une évolution dans la production d'énergie hydraulique durant les dernières années.

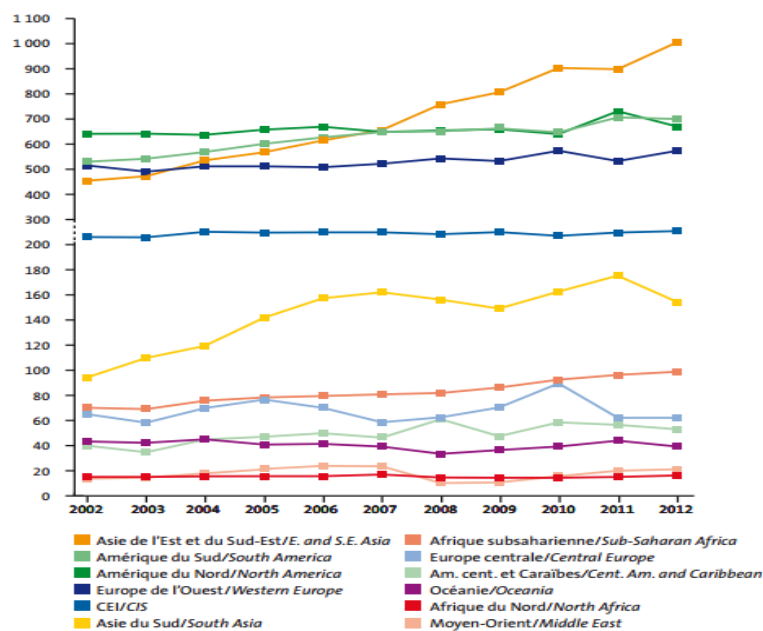


Figure I - 3 : Evolution de la production hydraulique par région (TWh), [1]

I.1.2. La production d'électricité d'origine éolienne

L'énergie éolienne a confirmé en 2012 son statut de deuxième source de production d'électricité renouvelable (534.3 TWh). Elle représente désormais 11.4% de la production mondiale d'électricité renouvelable et 2.54% de la production totale d'électricité [1] [2].

La puissance éolienne installée dans le monde fin 2012 s'élève à 282.7 GW. L'union européenne est la région qui détient le plus vaste parc éolien au monde, avec une puissance cumulée s'élève à 106,2 GW. La chine dispose quant à elle de la plus vaste filière éolienne (75,3 GW en 2012), devant les états unis (60 GW). Elle devrait logiquement prendre la première place mondiale au niveau de la production grâce au développement de ses infrastructures réseaux qui amélioreront les capacités d'intégration de sa puissance éolienne [1].

Comme l'illustre la Figure I-4, la production d'énergie éolienne a évolué, et le taux annuel de production augmente, ce qui justifie le développement de cette énergie.

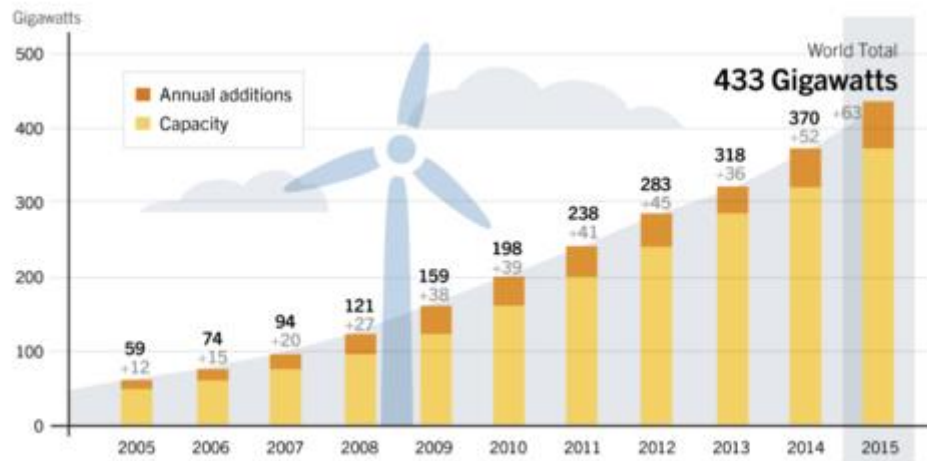


Figure I - 4 : Evolution de la production éolienne par an (TWh), [3]

I.1.3. La production d'électricité d'origine solaire

Le soleil constitue une réserve d'énergie renouvelable inépuisable, Verte et gratuite. L'énergie solaire photovoltaïque offre une réponse durable aux enjeux énergétiques actuels. Elle contribue à limiter les émissions de CO₂ dans l'atmosphère et constitue une alternative aux énergies fossiles [1] [2].

La filière a franchi le cap des 100 TWh en 2012 (104,5 TWh exactement). La part de l'électricité solaire dans la production d'électricité mondiale est désormais de 0,5% et 2,2 % dans la production d'électricité renouvelable [1].

L'Allemagne est leader mondial en termes de production d'électricité solaire. En 2012, le pays a produit 28TWh, soit à lui seul 26,8% de la production mondiale [1].

Comme l'illustre la Figure I-5, la production d'énergie solaire a évolué dans les dernières années, et le taux annuel de production augmente, ce qui justifie le développement de cette énergie.

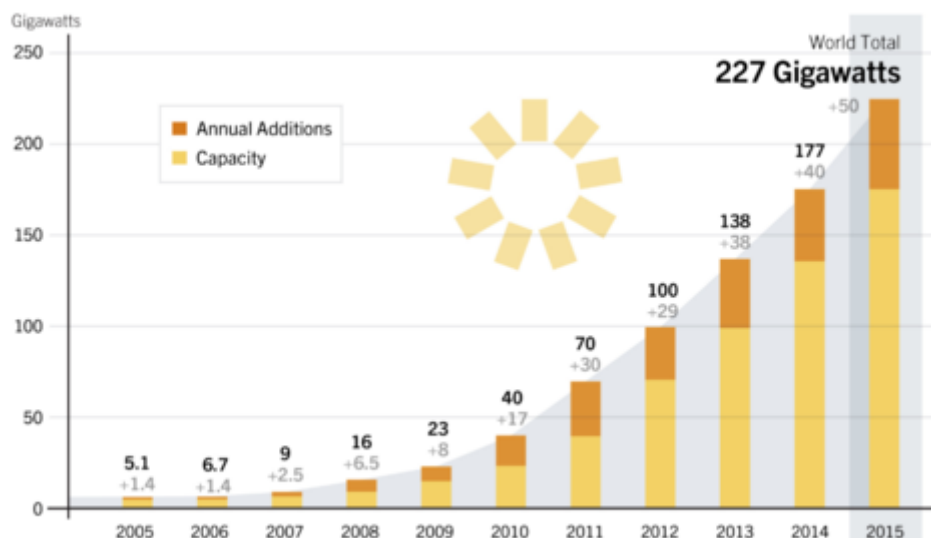


Figure I - 5 : Evolution de la production solaire par région (TWh), [3]

L'exploitation de ces différentes ressources d'énergie nécessite un système de conversion à base de composants d'électronique de puissance afin d'effectuer une conversion d'énergie nécessaire pour que celle-ci soit mise à la disposition du consommateur.

I.2. La conversion d'énergie

Historiquement, les mises en forme d'énergie électrique étaient réalisées à l'aide de montages complexes à base de machines tournantes (convertisseurs dynamiques). L'essor des semi-conducteurs de puissance au début des années 60 a permis un développement rapide des convertisseurs statiques d'énergie électrique (par opposition aux convertisseurs dynamiques). Les convertisseurs statiques sont donc désormais utilisés pour mettre en forme l'énergie électrique et permettre ainsi d'adapter les différentes sources d'énergies aux différentes charges. Ces convertisseurs statiques sont constitués d'interrupteurs électroniques à base de semi-conducteurs et d'éléments passifs. Ils permettent le transfert d'énergie tout en garantissant un rendement correct. En effet, les semi-conducteurs sont utilisés en régime de commutation de façon à mettre en forme l'énergie électrique [4]. Les différents types de convertisseurs sont illustrés dans la Figure I-6.

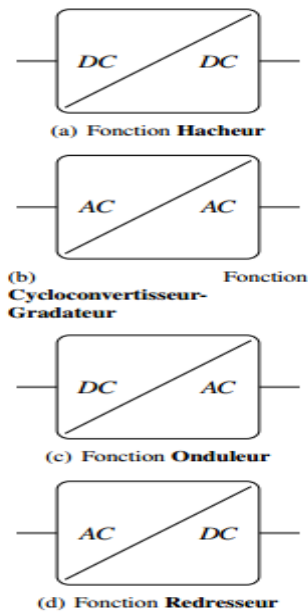


Figure I - 6 : Les différents types de convertisseurs [4].

I.2.1. Le convertisseur DC/DC (HACHEUR)

Les hacheurs ont pour fonction de fournir une tension continue variable à partir d'une tension continue fixe. Ils peuvent être isolés, et comportent un transformateur assurant l'isolation galvanique, ou non isolés [4]. Les convertisseurs non isolés peuvent être partagés en deux types en fonction de leur comportement et du sens de l'énergie qu'ils transfèrent, on distingue ainsi : les hacheurs non réversibles qui permettent le transfert d'énergie de la source vers la charge seulement, Les hacheurs réversibles où la source peut fonctionner en charge et inversement, Il est donc possible d'inverser le sens de parcours de l'énergie. Il existe trois types de hacheurs réversibles selon le type de conversion :

- Les hacheurs réversibles en courant
- Les hacheurs réversibles en tension
- Les hacheurs réversibles en courant et en tension.

I.2.2. Le convertisseur AC/AC (Gradateur)

Un gradateur est un dispositif de l'électronique de puissance destiné à modifier un signal électrique dans le but de faire varier sa tension et son intensité efficace de sortie et de modifier ainsi la puissance dans la charge. Ce dispositif est utilisé sur des tensions alternatives (souvent sinusoïdales) : c'est un convertisseur direct alternatif-alternatif [4].

Le gradateur utilise un triac variant la tension efficace en sortie du montage. Pour les équipements de forte puissance les gradateurs peuvent être réalisés par des groupes de thyristors montés en anti-parallèle, ou bien éventuellement, par association thyristor-diodes dans le cas de raccordement à des réseaux polyphasés.

Les gradateurs sont utilisés pour réaliser des variateurs pour certains appareils fonctionnant sur le réseau, pour la régulation de chauffage électrique, ainsi que de nombreux processus industriels.

I.2.3. Le convertisseur DC/AC (Onduleur)

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de fournir des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique continue. C'est la fonction inverse d'un redresseur. L'onduleur est un convertisseur statique de type continue/alternatif [5] [6].

L'onduleur est l'un des montages les plus répandus de l'électronique de puissance, il a de multiples applications :

- Les alimentations sans interruption.
- Le raccord des panneaux solaires au réseau électrique.
- Les variateurs de vitesse des machines alternatives : la tension du réseau est redressée puis un onduleur la transforme à une tension dont la fréquence et la forme sont réglable.

I.2.4. Le convertisseur AC/DC (Redresseur)

Un redresseur, également appelé convertisseur alternatif/continu, est un convertisseur destiné à alimenter une charge qui nécessite de l'être par une tension ou un courant continu à partir d'une source alternative. L'alimentation est, la plupart du temps, un générateur de tension [4].

Les redresseurs non commandés, essentiellement réalisés à partir de diodes, sont utilisés lorsque la tension de sortie n'a pas besoin d'être ajustée.

Les redresseurs commandés dont la tension de sortie peut être variable comportent des thyristors ou des ensembles de diodes et de thyristors. Ces redresseurs sont toujours utilisés en forte puissance et lorsqu'il est nécessaire de réguler ou de faire varier les grandeurs

électriques en sortie. En faible et en moyenne puissance, les redresseurs commandés à thyristors sont en voie d'obsolescence et sont avantageusement remplacés par la mise en cascade d'un redresseur non commandé et d'un convertisseur continue/continue. Dans les petites puissances, la commande d'un IGBT est plus simple que celle d'un thyristor [4].

I.2.5. Les interrupteurs de puissance

Le convertisseur de puissance est principalement constitué de deux types de composants : les composants passifs et les composants actifs. Le composant actif élémentaire de l'électronique de puissance est l'interrupteur de puissance au sens large. Cet interrupteur est constitué d'un matériau semi-conducteur qui lui permet d'être soit passant, soit bloqué. Bien que cette fonction de base soit partagée par tous les interrupteurs, il n'existe pas moins un nombre important de composants différents [7]. Ces interrupteurs sont différenciables en fonction de nombreux critères dont les principaux étant :

- Leur mode de conduction du courant et leur tenue de la tension.
- Leur type d'amorçage : ouverture et fermeture spontanées, ouverture et fermeture commandées ou un amorçage commandé et l'autre spontané.
- Leur type de commande : commande en courant ou en tension, par signaux continus ou par impulsion.

Chaque composant est ensuite défini par un ensemble de données et caractéristiques techniques :

- Leur tenu en tension.
- Leur tenu en courant.
- Leur fréquence maximale de fonctionnement
- Leur performance statique à l'état passant : résistance à l'état passant R_{on} et à l'état bloqué : courant de fuite I_f .
- La puissance maximale que le composant peut dissiper.
- Leur prix.

La figure I-7 montre la répartition par domaine de puissance et fréquence de commutation des principaux types d'interrupteur de puissance.

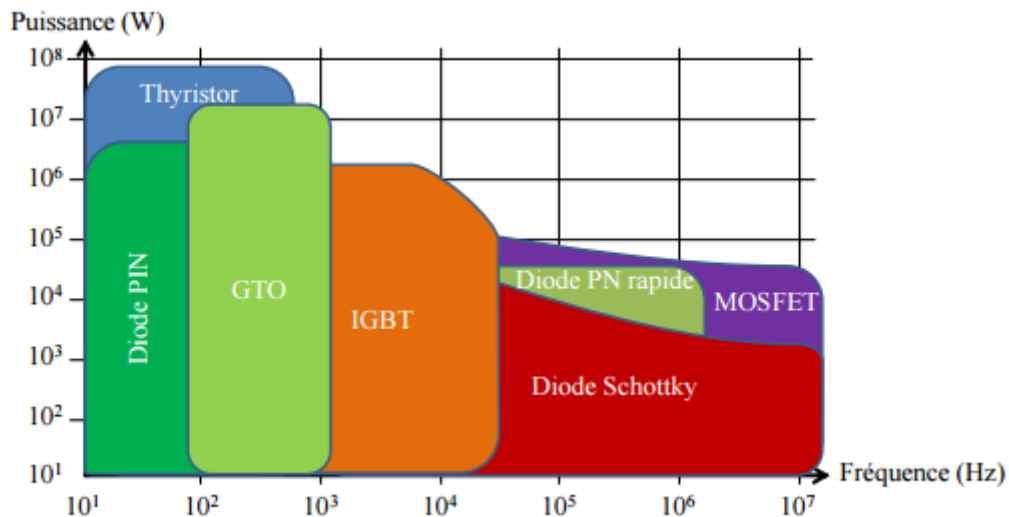


Figure I - 7 : Principaux interrupteurs de puissance en fonction de la puissance et de la fréquence de commutation du convertisseur [7]

La limitation de la puissance transférée par un interrupteur donnée est d'autant plus réduite si la fréquence de commutation est élevée. Le transfert de grande puissance produite par des centrales d'énergie requiert une combinaison d'interrupteurs pour une conversion d'énergie qui doit être mise à la disposition des consommateurs.

Dans notre étude, on s'intéresse au transfert de cette grande puissance de sa forme continu vers sa forme alternative. L'élément nécessaire à cette transformation est l'onduleur qui était constitué de bras constitué d'une combinaison série et ou parallèle de commutateurs.

I.3. Les onduleurs

I.3.1. Classification des onduleurs

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome.

I.3.1.1. Onduleur non autonome

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif [5].

I.3.1.2. Onduleur autonome

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continue-alternatif. Alimenté en continue, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer [5]:

- les onduleurs de tensions.
- Les onduleurs de courant.

I.3.2. Types d'onduleurs autonomes de tension

I.3.2.1. Les onduleurs monophasés

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspond à :

- l'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur pushpull (Figure I-8).
- l'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi-pont. (Figure I-9).
- Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont (figure I-10). [8]

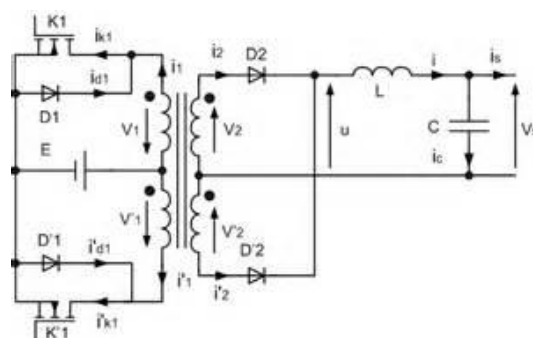


Figure I - 8 : Onduleur monophasé avec transformateur de sortie à pont milieu [8]

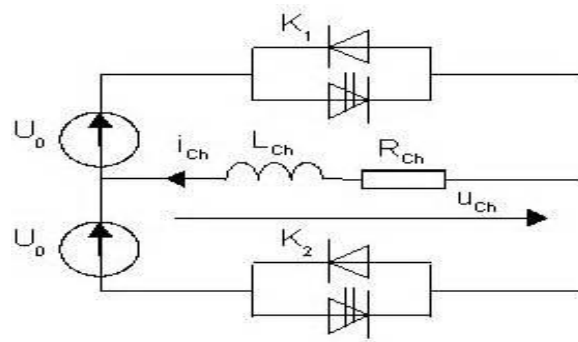


Figure I - 9 : Onduleur monophasé avec diviseur capacitif [8]

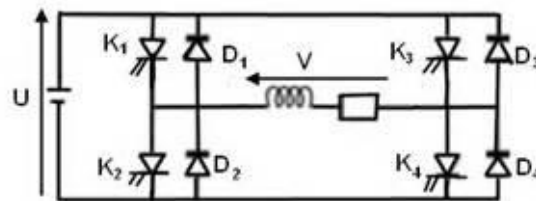


Figure I - 10 : Onduleur monophasé en pont [8]

I.3.2.2. Les onduleurs triphasés

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs (figure I-11). Chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode .la source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur. Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif i_a , i_b , i_c , les interrupteurs K_1 , $K'1$ et K_2 , $K'2$, K_3 et $K'3$ doivent être complémentaires deux à deux.

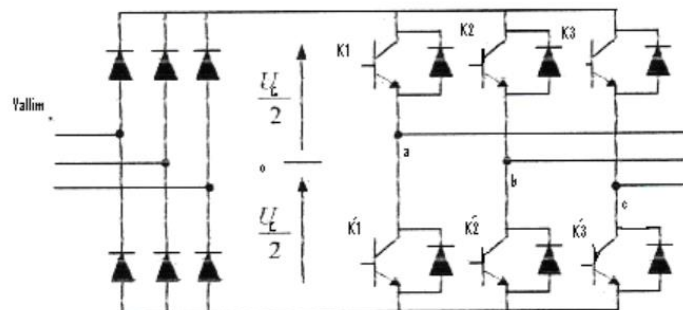


Figure I - 11 : onduleur de tension triphasé [8].

I.3.2.3. Les onduleurs multi niveaux

Les onduleurs multi niveaux permettent d'augmenter la tension de sortie des convertisseurs statiques au-delà des limites des semi- conducteurs. Pour les réaliser on doit disposer de plusieurs sources de tension continue (obtenue par exemple à partir d'un diviseur capacitif) [5]. On peut faire apparaître autant de cellules de commutation élémentaires et les associer en les superposant ou en les mettant en cascade. Cela permet de multiplier le nombre de niveau que l'on peut donner à la tension de sortie. Cette dernière est souvent obtenue par une modulation de largeur d'impulsions (MLI). Ces onduleurs sont utilisés pour l'entraînement des moteurs asynchrones de grande puissance, d'autres applications sont possibles pour des moteurs qui tournent à vitesse élevée (> 5000 tr/mn) [8].

I.3.4. Types de Modulations

Plusieurs techniques de modulations ont été adoptées afin d'améliorer la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur, parmi lesquelles on peut citer :

I.3.4.1. La modulation linéaire multiple (UPWM)

Dans cette technique on compare une porteuse triangulaire avec un signal de référence linéaire. L'onde de sortie est sous la forme d'un train d'impulsion en créneaux de largeurs égales (Figure I.11). Si l'indice de modulation est égal à un, on obtient la modulation singulière, dans laquelle le signal de sortie est formé d'une seule impulsion par demi- période. [8].

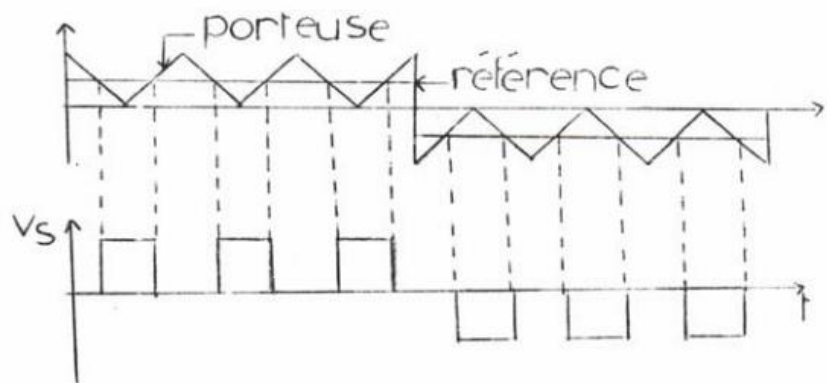


Figure I - 12 : modulation à largeur d'impulsions multiples [8].

I.3.4.2. La modulation sinusoidale triangulaire unipolaire (SPWM)

Dans ce cas, le signal de référence est sinusoidal, on obtient à la sortie de l'onduleur une onde formée d'un train d'impulsion de largeur variable (figure I.13). Les instants de commutations sont déterminés par des points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [8].

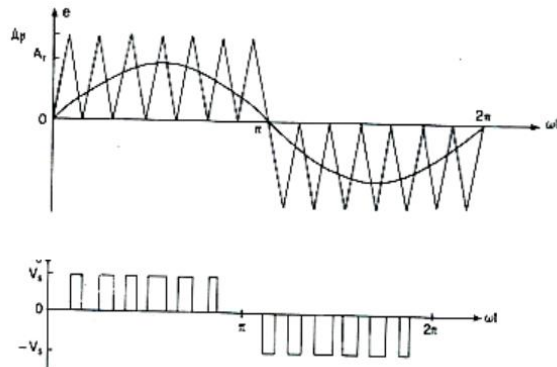


Figure I - 13 : modulation à largeur d'impulsion, [8]

I.3.4.3. La modulation sinusoidale partielle (ou modifiée) (MSPWM)

Le signale référence est toujours sinusoidal, sauf que dans cette technique la porteuse n'est pas appliquée au milieu des alternances de la sinusoïde (Figure I.14).

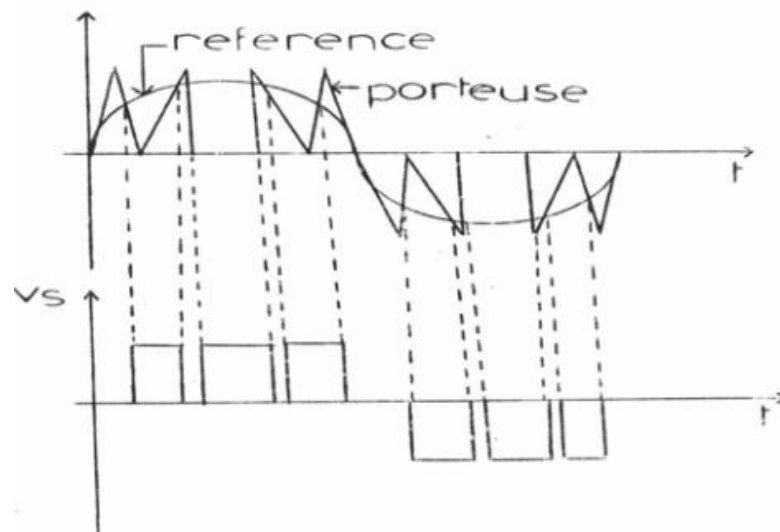


Figure I - 14 : modulation à largeur d'impulsion modifiée, [8].

I.3.4.4. La Modulation vectorielle (SVPWM)

La MLI vectorielle est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones. Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Cette technique de MLI suit les principes suivants ([8], [9]) :

- Un vecteur de tension de référence V_{ref} est calculé globalement et approximé sur une période de modulation « T_m » par une vectrice tension moyen.
- Pour chaque phase réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période dont la valeur moyenne est égale à la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

L'évolution de la puissance fournie par les énergies renouvelables a besoin de nouvelles techniques pour le transfert d'énergie du bus continu au réseau électrique. Des techniques ont été élaborées. Parmi ces dernières, on peut citer : la mise en parallèle de plusieurs interrupteurs dans une cellule de commutation, et la mise en parallèle des onduleurs.

I.4. L'association en parallèle des semi-conducteurs

La mise en parallèle de semi-conducteurs est utilisée depuis de nombreuses années afin de transférer le maximum de puissance [10]. La principale contrainte lors de l'association en parallèle des composants est de maintenir les semi-conducteurs dans leur aire de sécurité et donc de ne pas dépasser leur courant et tension maximales admissibles. Par conséquent, leur étude est très complexe. La Figure I-15 illustre un modèle de l'association en parallèle des composants.

La réalisation des circuits auxiliaires aidant l'ouverture et la fermeture simultanée des différents interrupteurs mis en parallèle est complexe. Le non-respect de cette consigne met en péril tout le processus de la conversion.

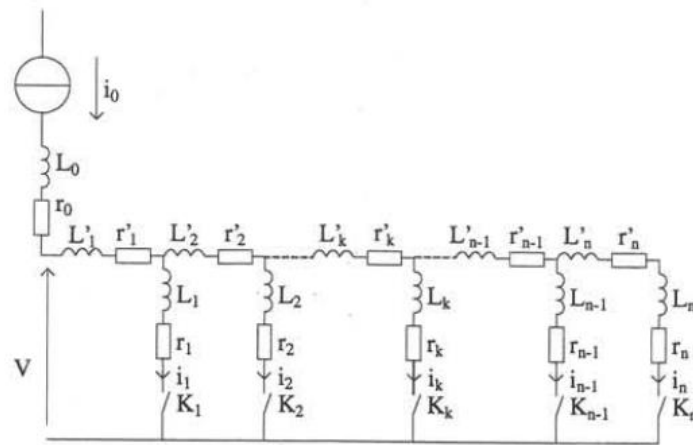


Figure I-15 : modèle utilisé pour l'étude de l'association de n semi-conducteurs en parallèle [10].

I.5. La mise en parallèle des onduleurs

La mise en parallèle des onduleurs est souvent utilisée pour atteindre des niveaux de puissances au-delà de la capacité de la plus grande puissance que peut fournir une structure classique. Dans les applications de forte puissance, nous devons utiliser des structures permettant d'une part d'obtenir un fort courant de sortie, et d'autre part être en mesure de le contrôler selon l'application désirée [11] [12] [13] [14] [15].

Le fonctionnement des onduleurs parallèles selon une configuration modulaire, donne beaucoup d'avantages, et on peut citer :

- Haute fiabilité.
- Puissance élevée.
- Haute performance.
- Continuité de service en cas de délestage d'un module.
- Utilisation de composants matures.
- Flexibilité et redondance.
- Possibilité d'augmenter la fréquence de commutation

La mise en parallèle des onduleurs triphasés présente des avantages intéressants tel que la simplicité, facilité de maintenance..., mais un déséquilibre des courants peut provoquer un courant de circulation entre modules qui nuira énormément au partage de la puissance fournit à la charge le long des onduleurs mis en parallèle [4].

I.6. Courant de circulation

Le courant de circulation décrit la différence de courant partagé entre les onduleurs. Ceci mène à la déformation de courant et l'instabilité du système, ce qui peut endommager les onduleurs. Les courants de circulations peuvent se produire si la modulation des onduleurs n'est pas identique. Par conséquent, la référence de la modulante et les formes d'ondes devraient avoir la même amplitude, phase et fréquence pour éviter ce problème. Les paramètres physiques des convertisseurs et le retard entre les signaux de commutation supérieur et inférieur dans chaque bras de convertisseurs devrait également être identiques. Cependant, ce n'est pas possible dans la pratique. Pour cette raison, des méthodes de contrôle sont nécessaires pour limiter le courant de circulation [16] [17] [18] [19].

Afin d'éliminer ou minimiser ce courant de circulation, plusieurs techniques ont été élaborés. Parmi ceux, on peut citer :

- L'utilisation des transformateurs pour briser le chemin du courant de circulation
- L'utilisation de plusieurs sources tensions d'entrer pour éliminer le chemin du courant de circulation.
- L'utilisation des inductances entre les lignes, afin de créer des impédances d'ordre élevé. Mais cette technique fonctionne seulement dans le cas de grande fréquence.

Dans ces approches, le système devient volumineux et coûteux. Par conséquent, ces techniques ne sont pas les bonnes solutions à ce problème.

Notre travail consiste à effectuer une mise en parallèle directe de deux onduleurs, et d'aborder le problème des courants de circulation et de celui du partage de puissance entre les onduleurs afin de maintenir le bon fonctionnement.

I.7. Conclusion

Dans ce chapitre, on a introduit la mise en parallèle des onduleurs utilisée pour le transfert de forte puissance. Cette dernière engendre un chemin du courant de circulation qui diminue l'efficacité du système ainsi le rendement.

Une étude de ce courant de circulation ainsi une régulation sera détaillée dans le prochain chapitre.

CHAPITRE II

COMMANDE DE LA MISE EN PARALLELE DES ONDULEURS PAR UNE MLI SINUSOIDALE

II.1. Introduction

Dans ce chapitre on va étudier la commande MLI sinusoïdale (SPWM) appliquée à la mise en parallèle de deux onduleurs connectés au réseau. Une modélisation du système sera présentée, et ce, pour analyser l'influence des paramètres de système sur le courant de circulation.

II.2. Définition de la modulation SPWM

La modulation SPWM est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [20].

Pour les systèmes triphasés, trois modulantes sinusoïdales déphasées de $2\pi/3$ de fréquence f sont comparées à un signal triangulaire. Les signaux ainsi générés commandent l'état des interrupteurs. La tension de sortie de l'onduleur est, en fait, une série de créneaux de tensions continues. Les tensions ainsi obtenues présentent un fondamental sinusoïdale superposé à des harmoniques. Les avantages de la SPWM sont :

1. Variation de la fréquence de la tension de sortie.
2. Elimination de certaines harmoniques de tensions (SHPWM).

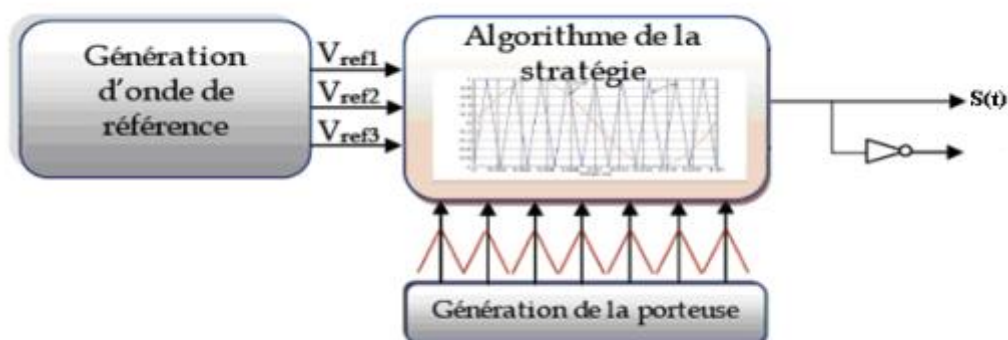


Figure II- 1 : Principe de la MLI Sinus-Triangle [20]

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$U_r \geq U_p \rightarrow S(t)=1$ sinon $S(t)=0$ Avec : $S(t)$ = le signale MLI résultant.

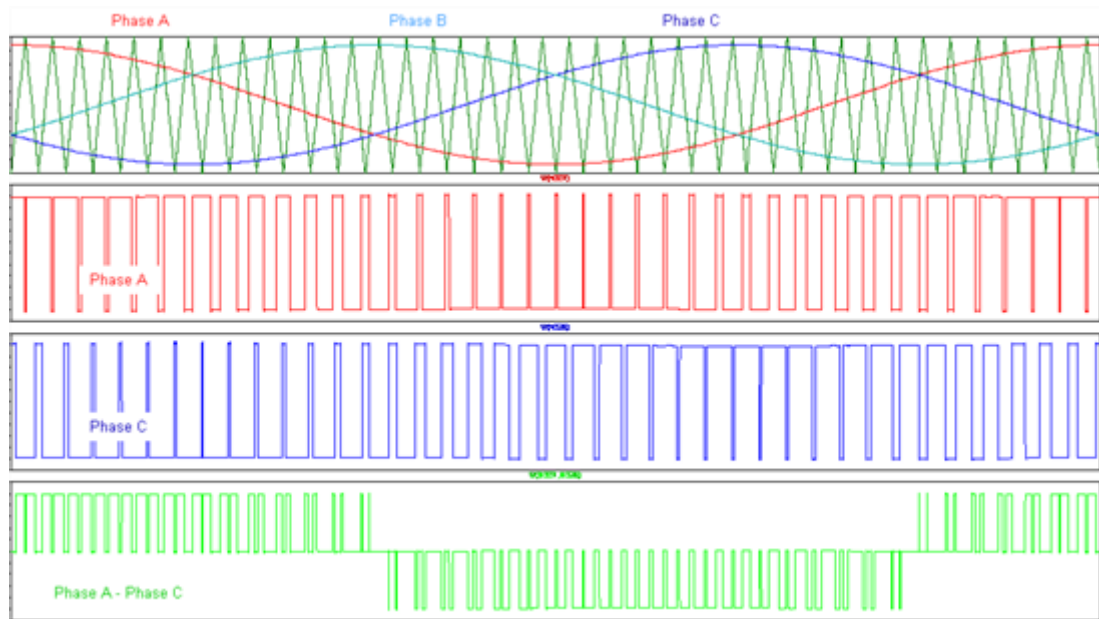


Figure II- 2 : La création des signaux des impulsions [20]

Si la référence est sinusoïdale, on utilise deux paramètres caractérisant la MLI :

♣ L'indice de modulation « m » qui est l'image du rapport de fréquence de la porteuse sur la fréquence de référence.

$$m = \frac{f_p}{f} = \frac{T_{ref}}{T} \quad (II.1)$$

♣ Le taux de modulation (le coefficient de réglage) « r » qui est l'image du rapport des amplitudes de tensions de la référence V_{mref} sur la tension de la porteuse V_{mp}

$$r = \frac{V_{mref}}{V_{mp}} \quad (II.2)$$

Pour la commande des interrupteurs des deux onduleurs mis en parallèle, une SPWM est dédié pour chaque onduleur.

II.3. Modélisation de la mise en parallèle des deux onduleurs

Notre système d'étude est illustré par la Figure II-3, tel que les onduleurs partagent la même source de tension continue V_{dc} , et les sorties de chaque onduleur sont connectées au réseau triphasé par l'intermédiaire d'impédances de lignes Z_i tel que $\{i= 1,2\}$.

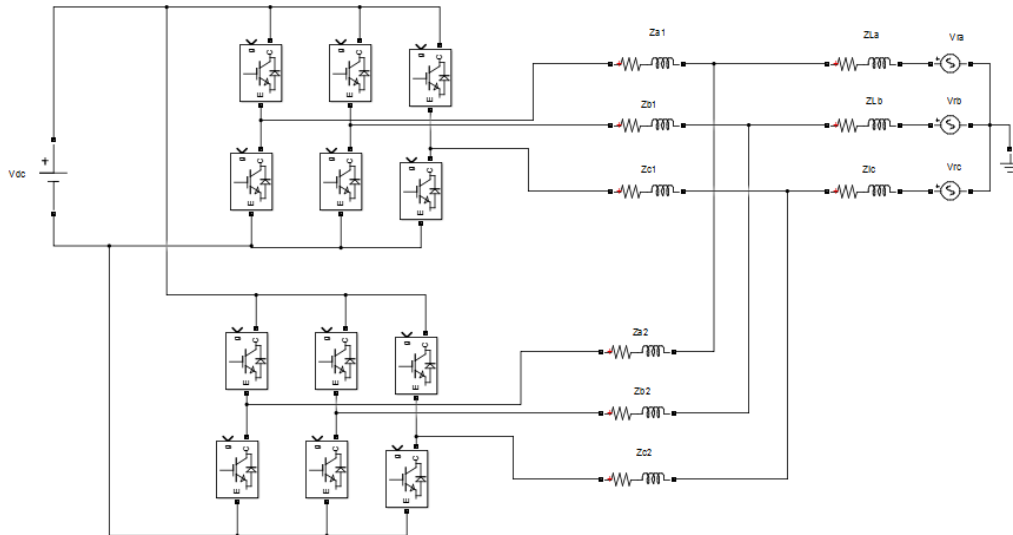


Figure II-3 : Schéma de la mise en parallèle de deux onduleurs connectés au réseau

II.3.1. Hypothèses

Pour simplifier l'analyse et la modélisation de la mise en parallèle des onduleurs, un certain nombre d'hypothèses devra être pris en considération

- La fréquence délivrée par chaque un des deux onduleurs devra être parfaitement égale à la fréquence de réseau.
- La tension d'entrée du bus continu est constante.
- Les interrupteurs des onduleurs sont considérés comme parfaits.

II.3.2. Équations électriques pour une mise en parallèle de deux onduleurs

En utilisant les lois de Kirchhoff à la Figure II-5, on obtient les équations suivantes [21], [22]:

$$\begin{cases} -V_{a1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{a,1} + R_1 i_{a,1} + R(i_{a,1} + i_{a,2}) + L \frac{d}{dt} (i_{a,1} + i_{a,2}) + V_{a,r} + V_{no} = 0 \\ -V_{b1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{b,1} + R i_{b,1} + R(i_{b,1} + i_{b,2}) + L \frac{d}{dt} (i_{b,1} + i_{b,2}) + V_{b,r} + V_{no} = 0 \\ -V_{c1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{c,1} + R_1 i_{c,1} + R_L(i_{c,1} + i_{c,2}) + L_L \frac{d}{dt} (i_{c,1} + i_{c,2}) + V_{c,r} + V_{no} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{cases} -V_{a1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{a1} + R_1 i_{a1} - L_2 \frac{d}{dt} i_{a2} - R_2 i_{a2} + V_{a2} = 0 \\ -V_{b1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{b1} + R_1 i_{b1} - L_2 \frac{d}{dt} i_{b2} - R_2 i_{b2} + V_{b2} = 0 \\ -V_{c1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{c1} + R_1 i_{c1} - L_2 \frac{d}{dt} i_{c2} - R_2 i_{c2} + V_{c2} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Ces équations peuvent être exprimées sous la notation vectorielle comme suit :

$$-\vec{V}_{abc,1} + L_1 \frac{d}{dt} \vec{i}_{abc,1} + R_1 \vec{i}_{abc,1} + R_L (\vec{i}_{abc,1} + \vec{i}_{abc,2}) + L_L \frac{d}{dt} (\vec{i}_{abc,1} + \vec{i}_{abc,2}) + \vec{V}_{abc,r} + \begin{bmatrix} V_{no} \\ V_{no} \\ V_{no} \end{bmatrix} = \vec{0} \quad (\text{II. 5})$$

$$-\vec{V}_{abc,1} + L_1 \frac{d}{dt} \vec{i}_{abc,1} + R_1 \vec{i}_{abc,1} - L_2 \frac{d}{dt} \vec{i}_{abc,2} - R_2 \vec{i}_{abc,2} + \vec{V}_{abc,2} = \vec{0} \quad (\text{II.6})$$

Tel que : $\vec{i}_{abc,1} = [i_{a1}, i_{b1}, i_{c1}]^T$ et $\vec{V}_{abc,1} = [V_{a1}, V_{b1}, V_{c1}]^T$

Dans le cas où un seul onduleur est connecté au réseau, aucun chemin possible ne sera disponible pour qu'un courant de circulation puisse prendre naissance. Par contre, si un certain nombre d'onduleurs est mis en parallèle, plusieurs chemins possibles sont envisageables pour qu'un courant de circulation puisse apparaître.

II.4. Courant de circulation

Lorsqu'on change les paramètres d'une des deux SPWM tout en gardant les autres paramètres du circuit fixes, un courant de circulation entre les modules onduleurs prend naissance. Cela est dû au fait que les intervalles de commutation des deux onduleurs sont différentes. Ça est dû à la différence du potentiel généré par les deux onduleurs. Ce courant provoque une surcharge sur l'un des deux onduleurs mis en parallèle. Cela engendre une baisse de la fiabilité du système et peut même provoquer l'arrêt complet du circuit. Un courant de circulation peut aussi être la cause d'une différence entre les impédances d'un même onduleur.

Les équations définissant le courant de circulation sont données dans le référentiel $d-q$ défini par sa matrice de passage comme suit [21]:

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \cos(\omega t) & \frac{2}{3} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \frac{2}{3} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{2}{3} \sin(\omega t) & \frac{2}{3} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \frac{2}{3} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

En introduisant cette transformation dans l'équation (II.5) et l'équation (II.6) on obtient :

$$\begin{aligned}
 & -P(\theta)^{-1} \vec{V}_{qd0,1} + (L_1 + L_L) \frac{d}{dt} [P(\theta)^{-1} \vec{i}_{qd0,1}] + (R_1 + R_L) P(\theta)^{-1} \vec{i}_{qd0,1} + R_L P(\theta)^{-1} \vec{i}_{qd0,2} + \\
 & L_L \frac{d}{dt} [P(\theta)^{-1} \vec{i}_{qd0,2}] + P(\theta)^{-1} \vec{V}_{dq0,r} + P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} V_{no} \\ V_{no} \end{bmatrix} = \vec{0}
 \end{aligned} \tag{II.8}$$

$$\begin{aligned}
 & -P(\theta)^{-1} \vec{V}_{qd0,1} + L_1 \frac{d}{dt} [P(\theta)^{-1} \vec{i}_{qd0,1}] + R_1 P(\theta)^{-1} \vec{i}_{qd0,1} - L_2 \frac{d}{dt} [P(\theta)^{-1} \vec{i}_{qd0,2}] - \\
 & R_2 P(\theta)^{-1} \vec{i}_{qd0,2} + P(\theta)^{-1} \vec{V}_{dq0,2} = \vec{0}
 \end{aligned} \tag{II.9}$$

Après simplification, L'équation II-7 peut être écrite sous une forme réduite dans le repère $d-q$ telle que :

$$\begin{cases}
 -V_{q,1} + (L_L + L_1) \frac{d}{dt} i_{q,1} + (L_L + L_1) \omega i_{d,1} + R_L (i_{q,1} + i_{q,2}) + R_1 i_{q,1} + L_L \frac{d}{dt} i_{q,2} + L_L \omega i_{d,2} + V_{q,r} = 0 \\
 -V_{d,1} + (L_L + L_1) \frac{d}{dt} i_{d,1} - (L_L + L_1) \omega i_{q,1} + R_L (i_{d,1} + i_{d,2}) + R_1 i_{d,1} + L_L \frac{d}{dt} i_{d,2} - L_L \omega i_{q,2} + V_{d,r} = 0 \\
 -V_{0,1} + (L_L + L_1) \frac{d}{dt} i_{0,1} + R_L (i_{0,1} + i_{0,2}) + R_1 i_{0,1} - R_2 i_{0,2} + L_L \frac{d}{dt} i_{0,2} + V_{0,r} + V_{no} = 0
 \end{cases} \tag{II.10}$$

$$\begin{cases}
 -V_{q,1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{q,1} + L_1 \omega i_{d,1} + R_1 i_{q,1} - L_2 \frac{d}{dt} i_{q,2} - L_2 \omega i_{d,2} - R_2 i_{q,2} + V_{q,2} = 0 \\
 -V_{d,1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{d,1} + L_1 \omega i_{q,1} + R_1 i_{d,1} - L_2 \frac{d}{dt} i_{d,2} - L_2 \omega i_{q,2} - R_2 i_{d,2} + V_{d,2} = 0 \\
 -V_{0,1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{0,1} + R_1 i_{0,1} - L_2 \frac{d}{dt} i_{0,2} - R_2 i_{0,2} + V_{0,2} = 0
 \end{cases} \tag{II.11}$$

Sachant que notre système est connecté en étoile au réseau et que :

$$(i_{a1} - i_{a2}) + (i_{b1} - i_{b2}) + (i_{c1} - i_{c2}) = 0 \tag{II.12}$$

$$i_{0,1} = (i_{a1} + i_{b1} + i_{c1}) \tag{II.13}$$

$$i_{0,2} = (i_{a2} + i_{b2} + i_{c2}) \tag{II.14}$$

À partir de ces équations {(II.12), (II.13), (II.14)}, le courant homopolaire du premier onduleur est égal à l'inverse de courant homopolaire du deuxième onduleur. Cela se traduit par [20]:

$$i_{0,1} = -i_{0,2} \tag{II.15}$$

$$I_{Cr} = \frac{(i_{a1} - i_{a2}) + (i_{b1} - i_{b2}) + (i_{c1} - i_{c2})}{2} = \frac{i_{0,1} - i_{0,2}}{2} \tag{II.16}$$

La substitution de l'équation (II.13) dans l'équation (II.9) donne :

$$-V_{0,1} + L_1 \frac{d}{dt} i_{0,1} + R_1 i_{0,1} + L_2 \frac{d}{dt} i_{0,1} + R_2 i_{0,1} + V_{0,2} = 0 \quad (\text{II.17})$$

La transformée de l'équation II.15 dans le domaine « s », nous donne :

$$\begin{cases} -V_{0,1} + sL_1 i_{0,1} + R_1 i_{0,1} + sL_2 i_{0,1} + R_2 i_{0,1} + V_{0,2} = 0 \\ -V_{0,1} + i_{0,1}((R_1 + R_2) + s(L_1 + L_2)) + V_{0,2} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

D'où, on tire la formule du courant homopolaire :

$$i_{0,1} = \frac{V_{0,1} - V_{0,2}}{(R_1 + R_2) + s(L_1 + L_2)} \quad (\text{II.19})$$

Par conséquent, la différence du potentiel de la séquence zéro alimentant une impédance formée par la mise en série de celles des deux onduleurs est à l'origine de ce courant de circulation.

La validation de cette étude fera l'objet d'une simulation d'un système composé de deux onduleurs mis en parallèle et connectés au réseau.

II.5. Simulation de la mise en parallèle de deux onduleurs

Sous l'environnement MATLAB/SIMULINK, une simulation de deux onduleurs identiques en parallèles connectés au réseau est entreprise.

II.5.1. Cas où le courant de circulation est nul

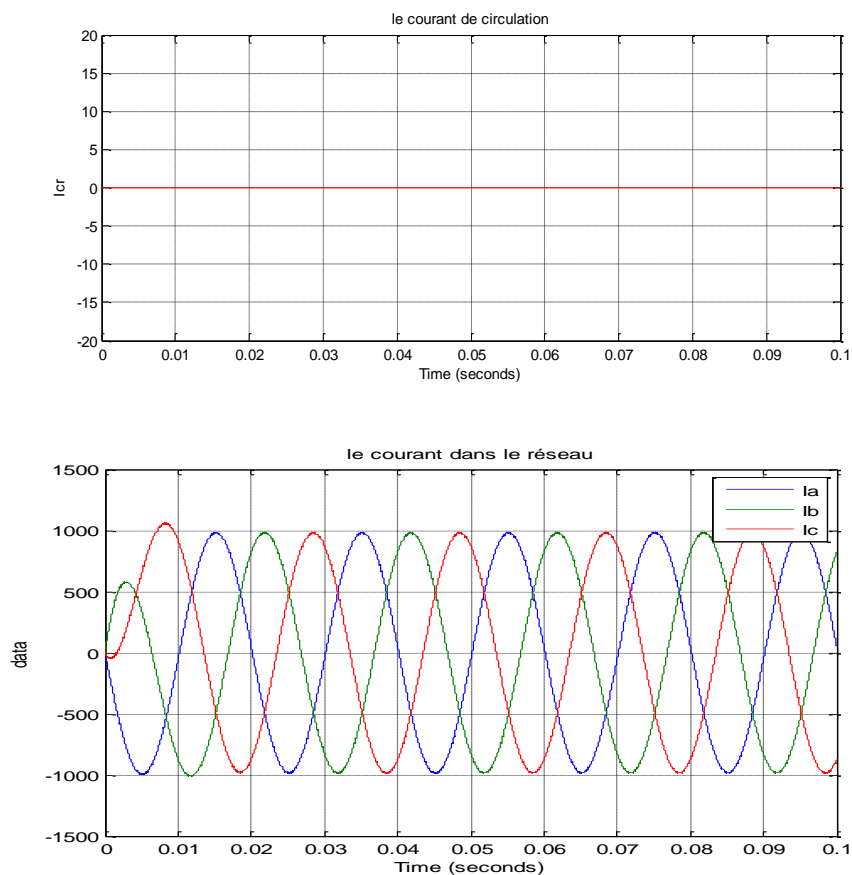
II.5.1.1. Cas des deux onduleurs identiques

Les valeurs des paramètres prises pour la simulation sont illustrées dans le tableau II-1

Tableau II-1 : Les paramètres de simulation

V_{dc}	400V
R_1, R_2	0.1 Ω
L_1, L_2	0.00034H
L_L	0.00034H
R_L	0.1 Ω
F_{z1}, F_{z2}	10 000 Hz
E	$220\sqrt{2}$

La Figure II-4 montre la variation des courants et des tensions générés par une structure composée de deux onduleurs identiques reliés au point commun de connexion par des impédances de lignes égales. L'application d'une même modulation aux deux onduleurs se traduit par un courant de circulation. Le courant de la charge est distribué d'une manière uniforme le long des deux onduleurs,



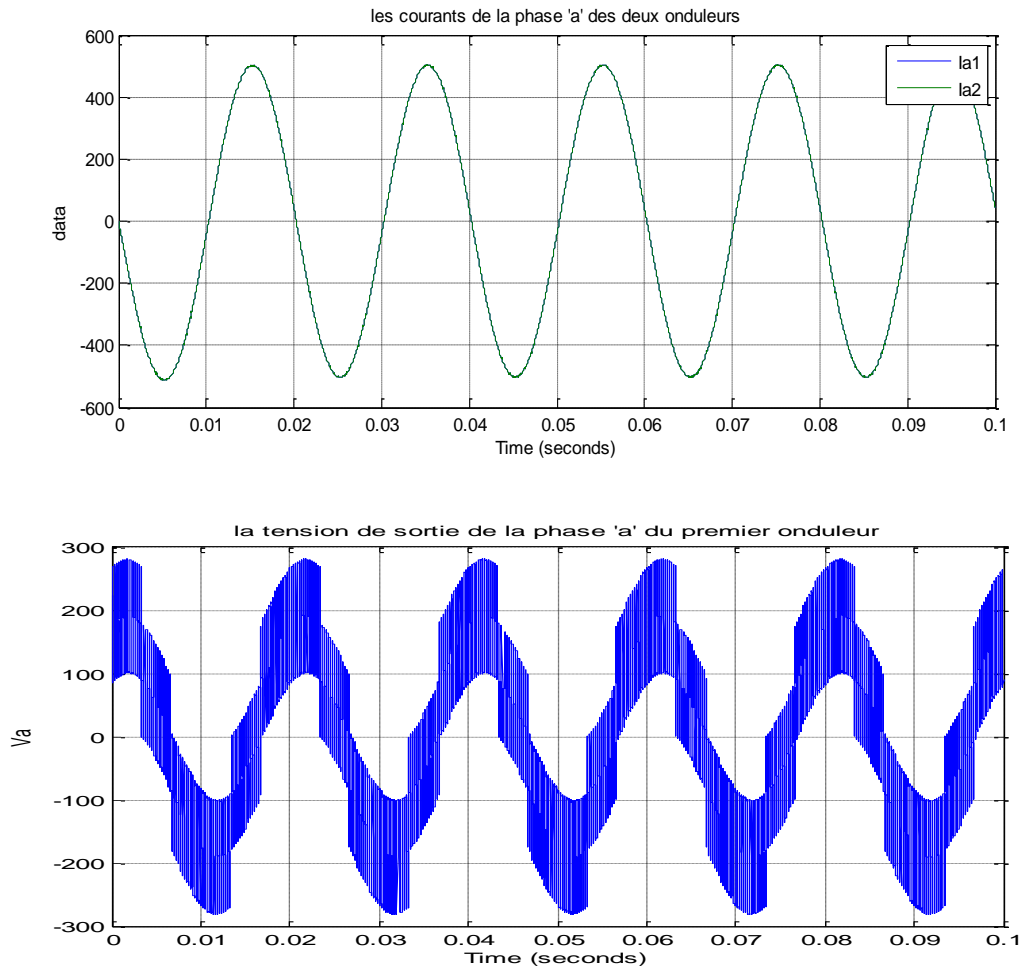


Figure II-4 : Simulation des courants et des tensions pour un système équilibré

II.5.1.2. Cas où les impédances de ligne sont différentes

La Figure II-5 montre un courant de circulation nul pour le cas où l'impédance de ligne du premier onduleur est égale à deux fois celle du deuxième onduleur. Le courant de charge est distribué d'une manière non uniforme sur les deux onduleurs. Le rapport des courants des deux onduleurs est inversement proportionnel au rapport des impédances de ligne. Cela peut provoquer une surcharge sur l'un des deux onduleurs d'où une surchauffe et une diminution de l'efficacité.

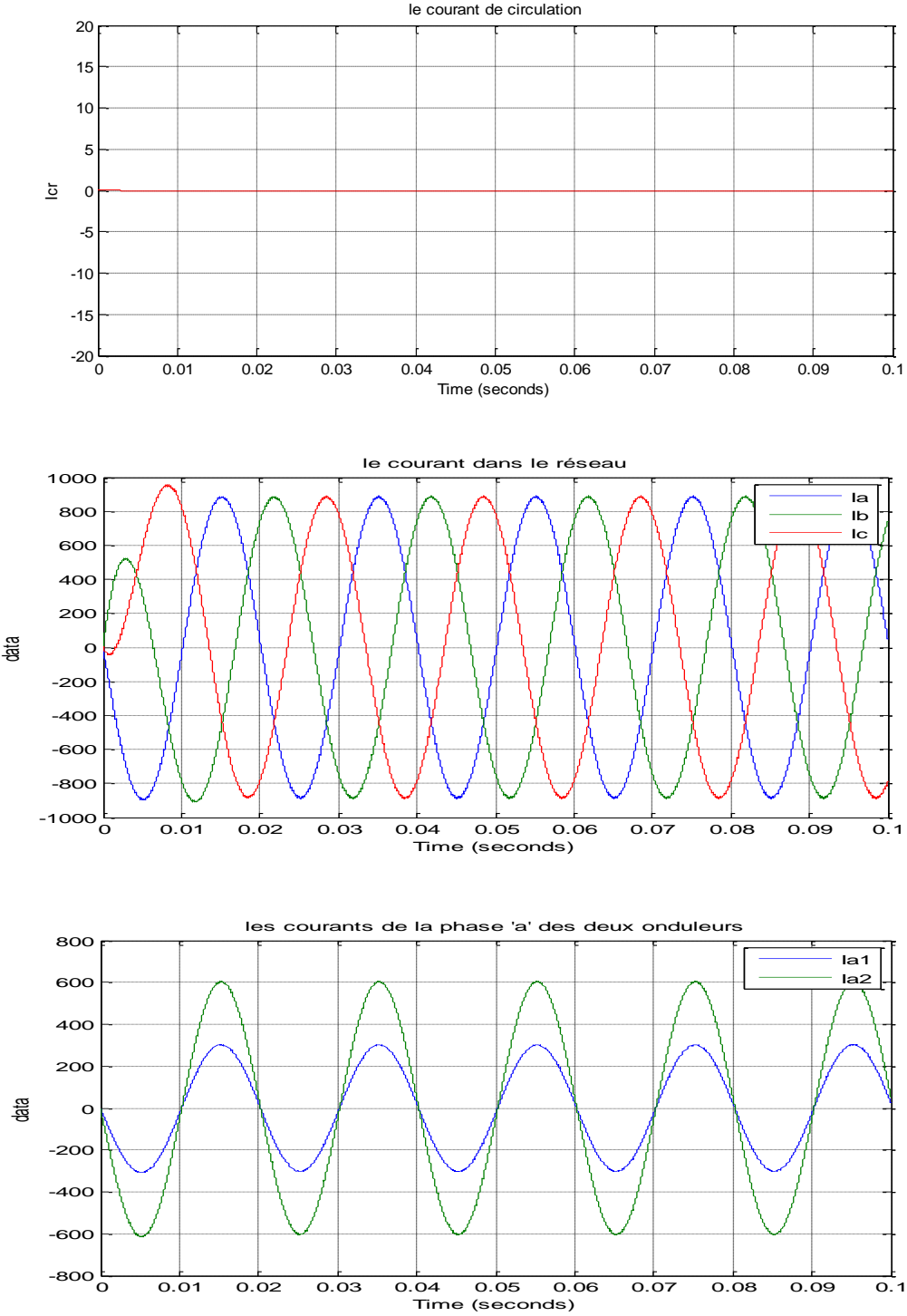


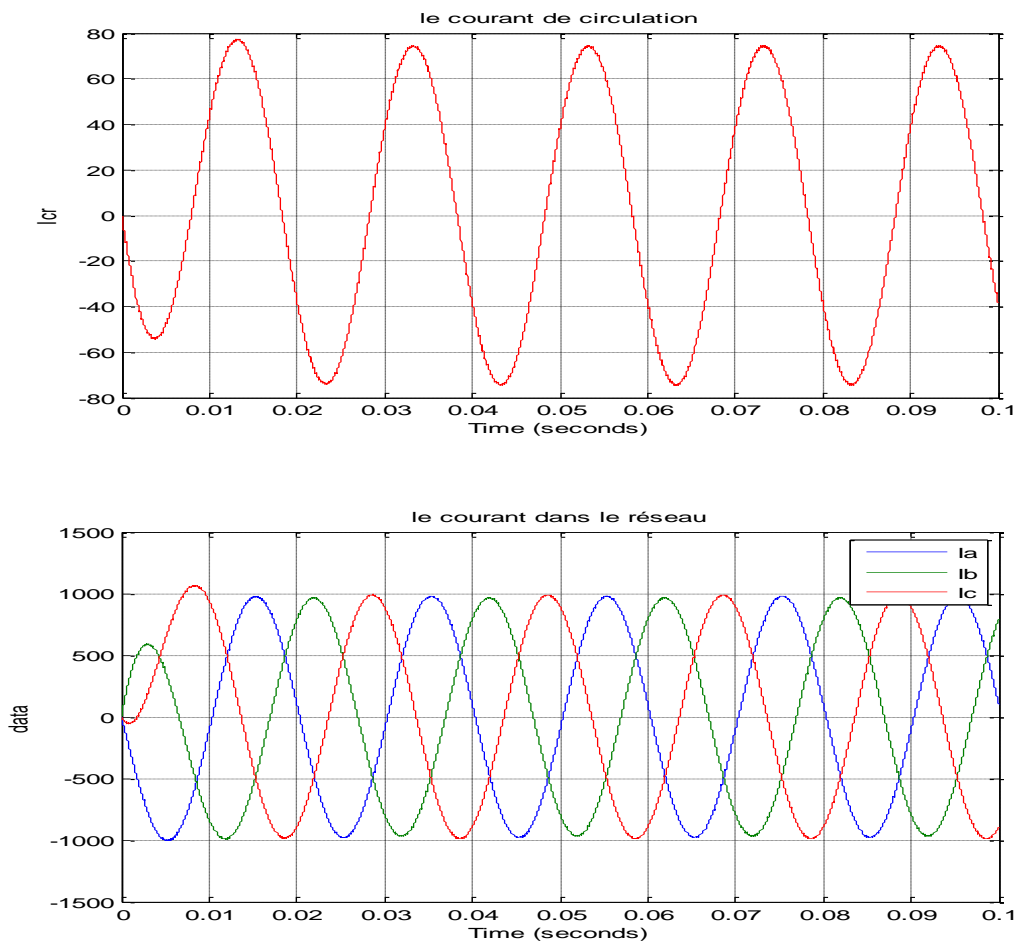
Figure II-5 : Simulation de la commande MLI avec $\Delta Z \neq 0$

II.5.2. Cas de la présence d'un courant de circulation

II.5.2.1. Cas de l'impédance d'une phase différente de celles des autres phases

Sous l'environnement MATLAB/SIMULINK, on prendra le cas où l'impédance de la phase 'a' du premier onduleur est différente de celle des autres phases. Pour une première étape l'inductance L_{1a} est prise égale à 0.0005H.

La Figure II-6 montre que le courant de circulation a une forme sinusoidale et une amplitude égale à 18% de la valeur courant du courant du deuxième onduleur. Le courant de la phase 'a' du premier onduleur est déphasé et non égal en amplitude à celui du deuxième onduleur. Le courant obtenu dans la charge est déséquilibré.



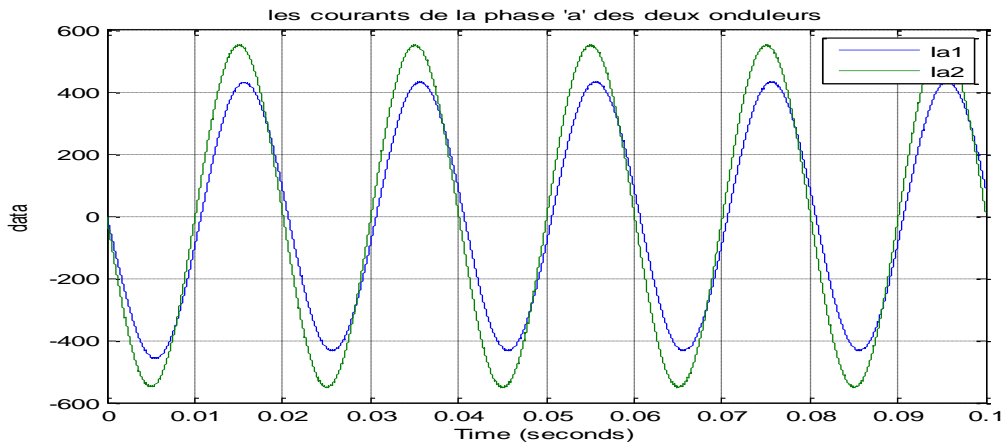
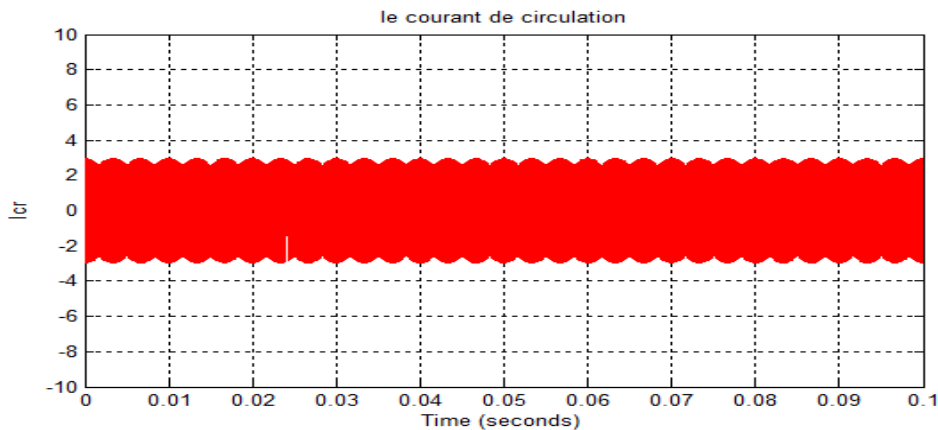


Figure II-6 : Simulation des courants et des tensions lors d'une perturbation de système

II.5.2.2. Cas où le taux de modulation est différent

Dans cette section, on procèdera à l'application d'une modulation SPWM ayant respectivement des taux de modulation de 0.8 et de 0.6 pour le premier et le deuxième onduleur.

La Figure II-7 montre un courant de circulation d'amplitude égal à 2.5% du courant de charge. La différence des taux de modulation génère à la sortie des onduleurs des tensions triphasées équilibrées d'amplitudes et de phases différentes. Cette différence de potentiel provoque un chemin de circulation du courant homopolaire.



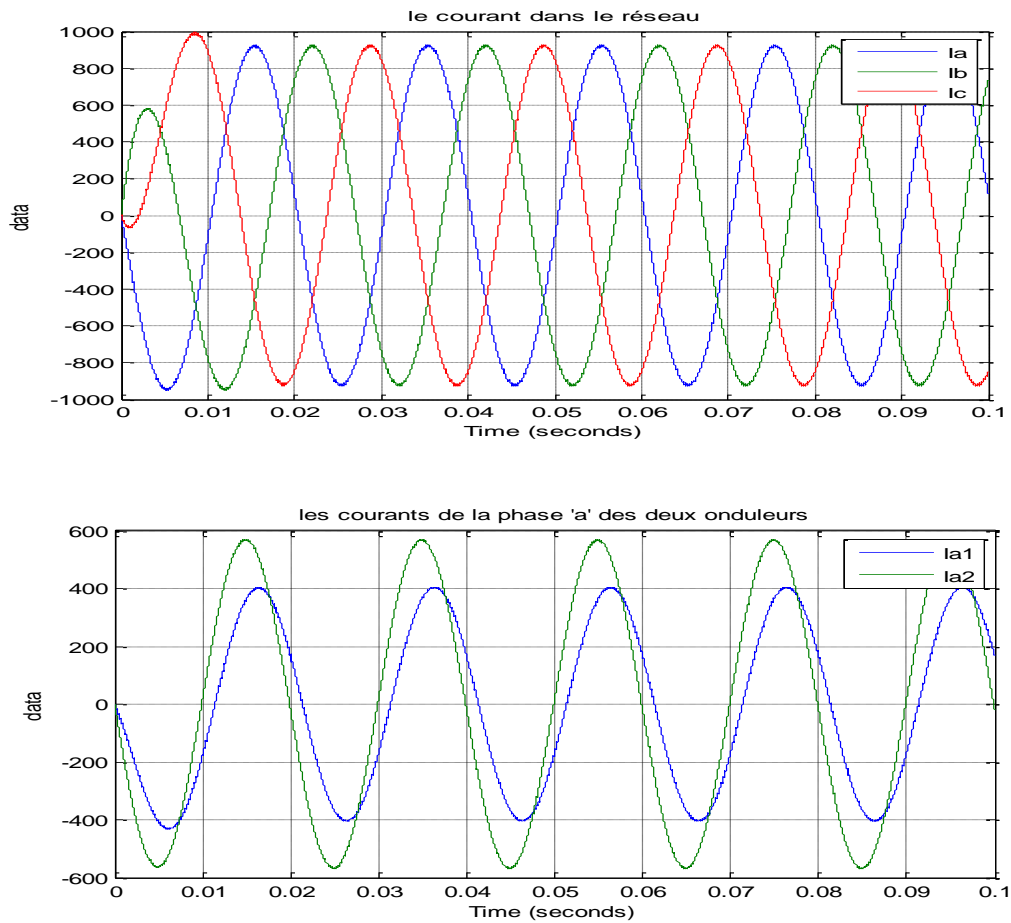
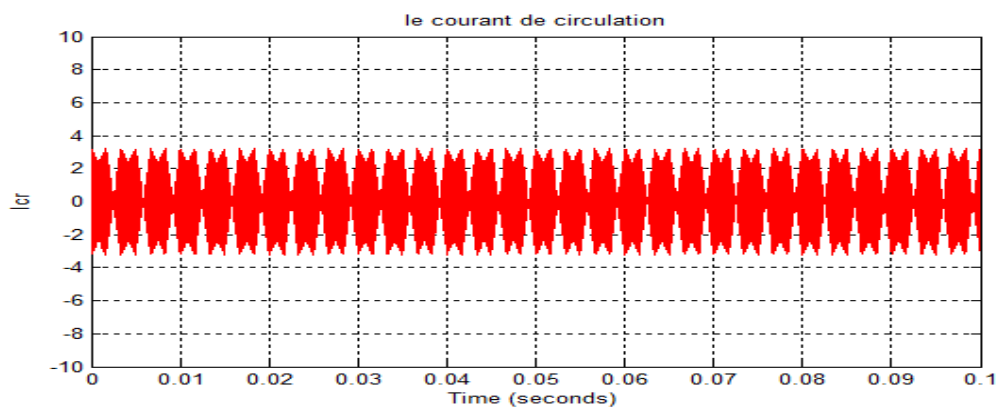


Figure II-7 : Simulation d'une commande MLI avec $\Delta r \neq 0$

II.5.2.3. Cas où $\Delta\varphi \neq 0$

Dans cet essai on va traiter le cas d'un déphasage de $\pi/6$ entre les modulantes de la première et la deuxième SPWM appliquée respectivement au premier et au deuxième onduleur.

Les résultats de la simulation (La Figure II-8) sont quasi-similaires de ceux du cas où le taux de modulation des deux modulantes est différent. La même variation du courant de circulation avec une forme différente.



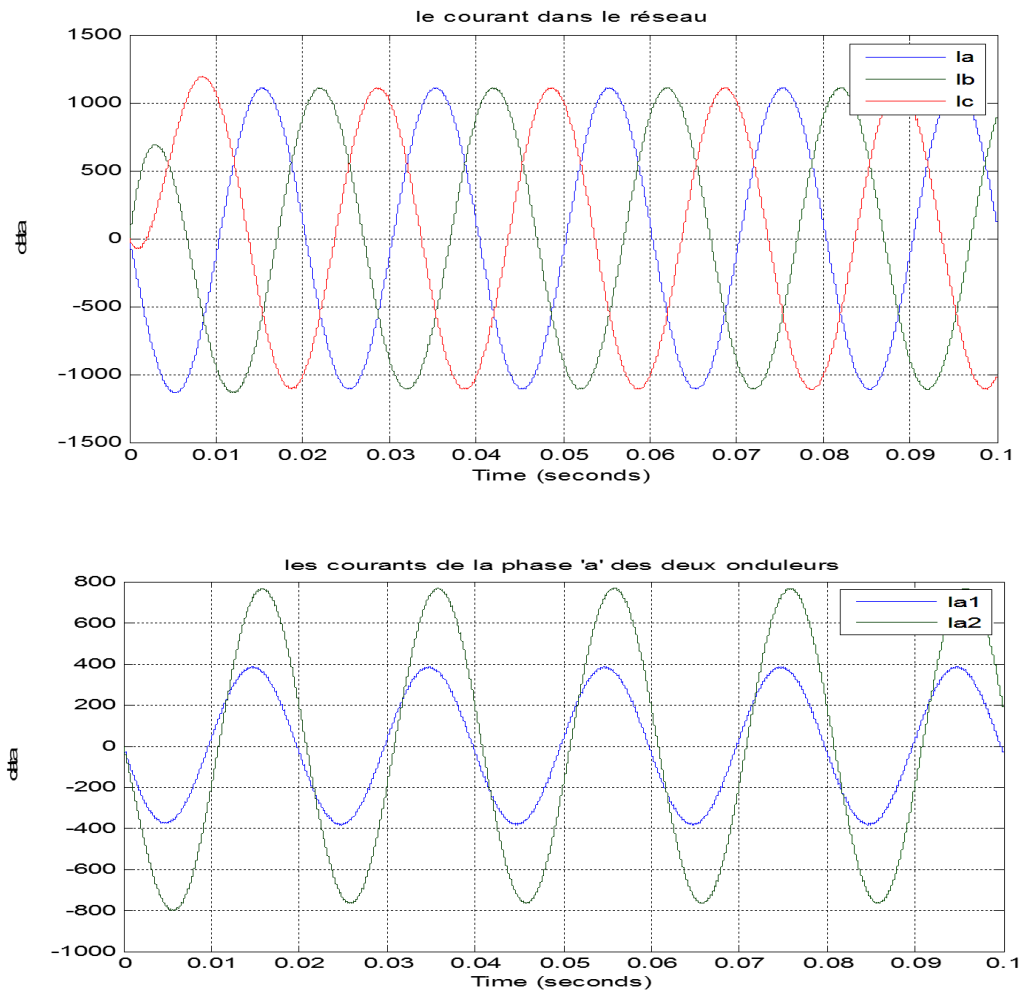


Figure II-8 : Simulation de la commande MLI avec $\Delta\varphi \neq 0$

II.6. Optimisation du courant de circulation

Pour le cas étudié dans le paragraphe (II.5.2.1), un courant de circulation de l'ordre de 18% par rapport au courant du deuxième onduleur est obtenu. La question que l'on pourrait se poser est la suivante : Est-il possible de trouver de nouveaux paramètres de la SPWM qui permettent de minimiser au maximum le courant de circulation. Un choix précis des valeurs de l'indice de modulation et du déphasage donne les résultats de la Figure II-9, l'algorithme permettant de trouver ces valeurs est le suivant [22] :

$$R_{t1} = R_1 + 2 * R_L \quad (II.20)$$

$$R_{t2} = R_2 + 2 * R_L \quad (II.21)$$

$$X_{t1} = (L_1 + 2 * L_L) * \omega \quad (II.22)$$

$$X_{t2} = (L_2 + 2 * L_L) * \omega \quad (II.23)$$

$$Z_{t1} = \sqrt{(R_{t1}^2 + X_{t1}^2)} \quad (II.24)$$

$$Z_{t2} = \sqrt{(R_{t2}^2 + X_{t2}^2)} \quad (II.25)$$

$$\text{Teta1} = \sqrt{(X_{t1}/R_{t1})} \quad (II.26)$$

$$\text{Teta2} = \sqrt{(X_{t2}/R_{t2})} \quad (II.27)$$

Calcul du module du courant équilibré :

$$\gamma = \sqrt{(r^2 * E^2 + V_{dc}^2 - 2 * V_{dc} * r * E * \cos(\varphi))} / Z_{t1} \quad (II.28)$$

Détermination d'epsilon1 :

$$\text{Epsilon1} = \cos^{-1} ((V_{dc}^2 + Z_{t1}^2 * \gamma^2 - r^2 * E^2) / (2 * V_{dc} * Z_{t1} * \gamma)) \quad (II.29)$$

Détermination d'epsilon2 :

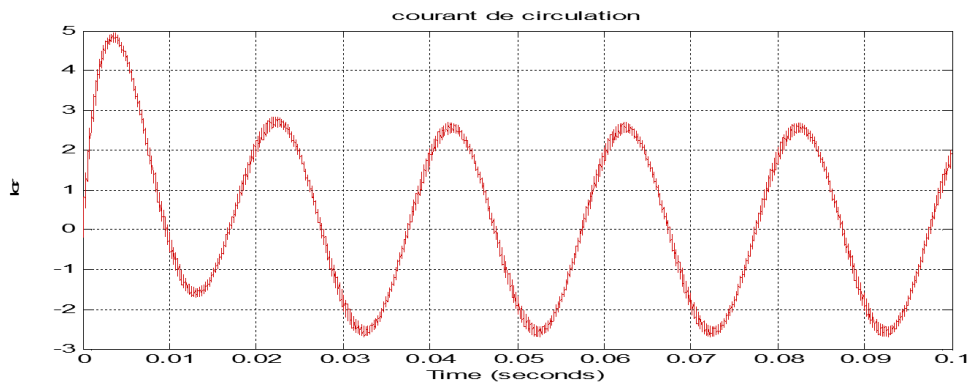
$$\text{Epsilon2} = \text{Epsilon1} - \text{Teta2} + \text{Teta1} \quad (II.30)$$

$$r' = (\sqrt{(V_{dc}^2 + Z_{t2}^2 * \gamma^2 - 2 * V_{dc} * Z_{t2} * \gamma * \cos(\text{Epsilon2}))}) / E \quad (II.31)$$

$$\varphi' = \cos^{-1} ((V_{dc}^2 + r'^2 * E^2 - Z_{t2}^2 * \gamma^2) / (2 * V_{dc} * r' * E)) \quad (II.32)$$

On injecte ces nouvelles valeurs dans les paramètres de la modulante, les résultats de simulation sont représentés dans la Figure II-11.

La Figure II-11 montre que le courant de circulation a diminué jusqu'à la valeur 2.7 A « 0.02% de courant du deuxième onduleur ». Ce choix des paramètres permet de minimiser le courant de circulation d'une manière considérable, et les deux courants I_{a1} et I_{a2} se superposent en régime permanent.



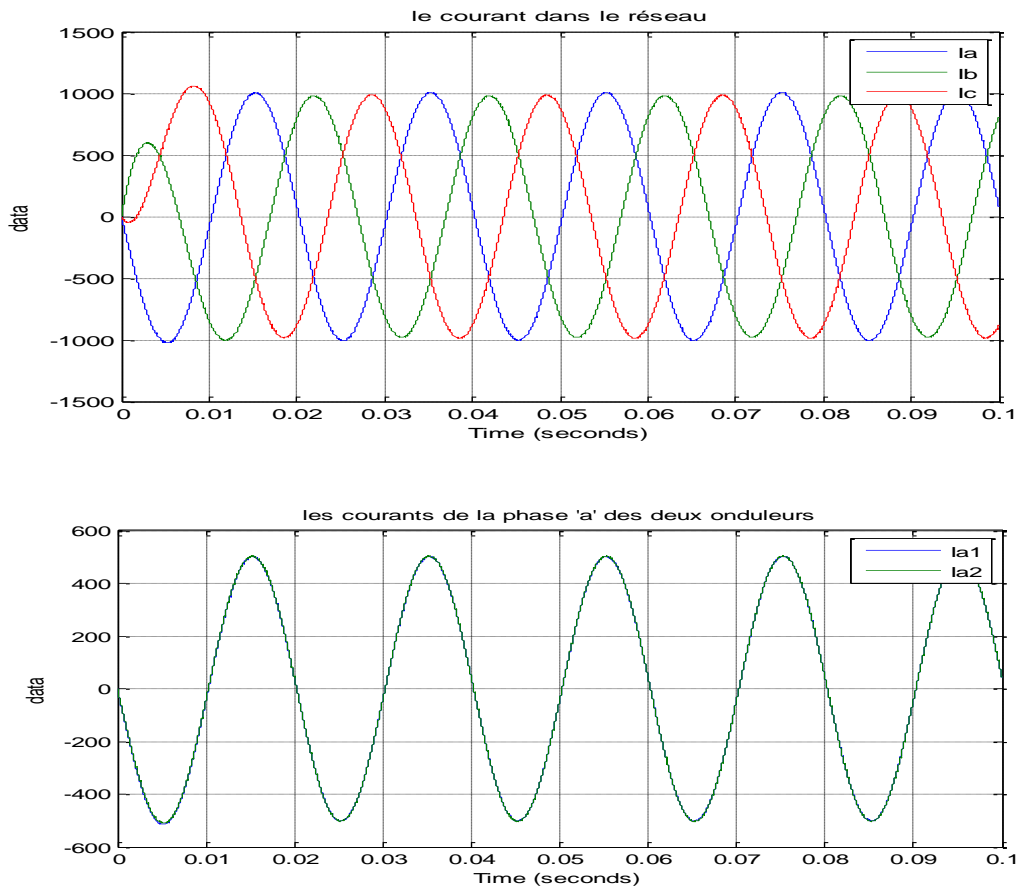


Figure II-9 : Minimisation du courant de circulation

II.7. Conclusion

Dans ce chapitre, une étude du courant de circulation ainsi que la distribution du courant de charge le long des deux onduleurs est entreprise. Un fonctionnement correct de la structure passe par un partage équitable du courant de la charge. L'analyse des courants de circulation de la mise en parallèle de deux onduleurs connectés au réseau passe obligatoirement par une modélisation du système.

Une simulation du courant de circulation a été faite pour un choix différent des paramètres de la modulation ($\Delta r \neq 0, \Delta \varphi \neq 0, \Delta Z \neq 0$) et pour une charge déséquilibrée.

Une minimisation du courant de circulation est nécessaire et par un choix judicieux des paramètres de la modulation en boucle ouverte. Une réduction de plus de 90% du courant de circulation est obtenue.

CHAPITRE III

**APPLICATION DE LA
MODULATION VECTORIELLE
A UN SYSTEME D'ONDULEURS
MIS EN PARALLELE**

III.1. Introduction

Après avoir détaillé la modulation triangulaire dans le chapitre précédent, et l'avoir intégré dans la mise en parallèle des onduleurs, nous présenterons, dans ce chapitre, la modulation vectorielle (SVPWM). Pour cela, on présentera une étude détaillée de cette technique de modulation appliquée à une mise en parallèle de deux onduleurs connectés au réseau. Dans notre cas d'étude, le réseau pourra être considéré comme un bus infini connecté à un point commun de connexion en série avec une impédance de ligne. Nous présenterons par la suite les résultats de simulation dans les deux cas de figures : avec et sans régulation.

III.2. Modulation Vectorielle (SVPWM)

Les onduleurs sont utilisés pour la conversion d'énergie de l'état continu vers l'état alternatif avec des niveaux de tension de sortie et une fréquence souhaitées. La forme d'onde de tension de sortie dépend des états de commutation des interrupteurs utilisés dans l'onduleur. La modulation à largeur d'impulsion (PWM) a été étudiée en détail au cours des dernières décennies. Les techniques de modulation PWM les plus populaires sont le SPWM (Sinusoïdale) et la modulation Vectorielle (SVPWM). Avec le développement de cette technique, l'espace modulation vectorielle (SVPWM) est devenue l'une des modulations les plus répandues pour les convertisseurs triphasés. Dans cette technique, le concept d'espace vectoriel est utilisé pour calculer le rapport cyclique du commutateur. Ce concept est la mise en œuvre numérique de modulateurs PWM. La plupart des fonctionnalités avancées de SVPWM sont numériques avec une large plage de modulation linéaire pour les tensions composées de sortie [9] [33] [38].

III.2.1. Vecteur Spatial

Dans le cas d'un système triphasé équilibré ou les trois tensions simples sont données par l'équation (III.1), on peut définir un vecteur V_s appelé vecteur spatial donné par l'équation (III.2)

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(\omega t) \\ V_b = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$V_s = V_a + V_b e^{\frac{j2\pi}{3}} + V_c e^{-\frac{j2\pi}{3}} = \frac{3}{2} V_m (\sin\omega t - j\cos\omega t) \quad (\text{III.2})$$

Ce vecteur V_s d'amplitude égal à $\frac{3}{2}V_m$, tourne dans l'espace suivant l'angle $\theta = \omega t$ (Figure III-1).

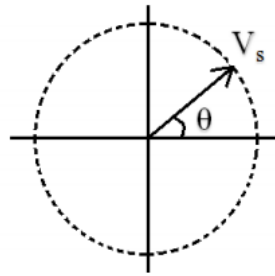


Figure III-1 : Vecteur spatial tournant [11].

L'application de la transformé de Park à un tel système, nous donne les composantes du vecteur V_s dans le repère d-q (Figure III-2).

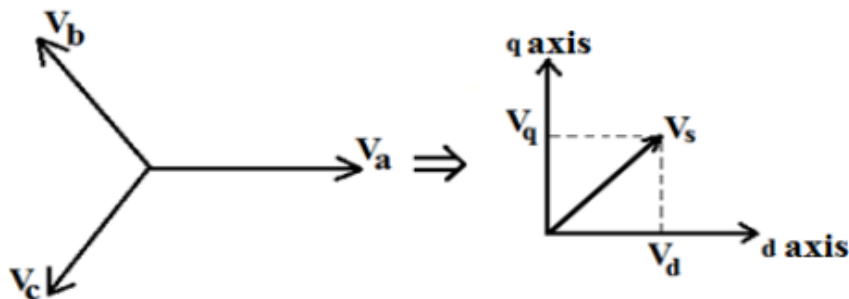


Figure III-2 : Transformation de Park [11]

Ce vecteur s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_s = V_d + jV_q \\ \theta = \tan^{-1}\left(\frac{V_q}{V_d}\right) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

III.2.2. Principe de la SVPWM

La SVPWM gère les impulsions des différents interrupteurs d'un onduleur donné de façon à reconstituer en valeur moyenne sur une même période, un vecteur de tension égal à celui de la référence. La figure III-3 représente le schéma typique d'un onduleur connecté au réseau. S1, S2, S3, S4, S5 et S6 sont les interrupteurs qui façonnent la sortie, et sont contrôlés par les signaux de commande a, a', b, b', c, c' .

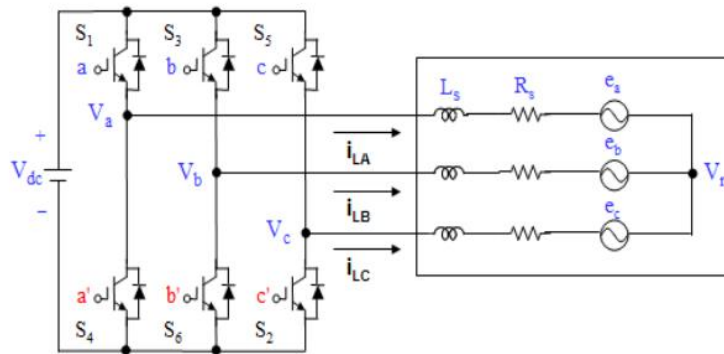


Figure III-3 : Onduleur de tension triphasé [9]

Théoriquement, la commande des deux semi-conducteurs d'un même bras est complémentaire, la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur dépendent de l'état de trois signaux de commande. Pour chaque interrupteur S_k tel que ($k = 1,2,3,4,5,6$), on définit une fonction de commutation T_k :

$$T_k = \begin{cases} 1 & \text{si } S_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_i \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

La complémentarité entre les deux interrupteurs de chaque bras impose l'équation suivante :

$$T_k = 1 - T_{k+3} \quad (\text{III.5})$$

Par conséquent, la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de la partie supérieure peuvent être utilisées pour déterminer la tension de sortie. Le fait que l'onduleur triphasé dispose de 3 bras, il existe 2^3 états de commutations possibles (Figure III-4), dont six états où la charge est sous tension, et deux états où elle est court-circuitée à travers les interrupteurs supérieurs ou inférieurs.

(0,0,0), (0,0,1), (0,1,0), (0,1,1), (1,0,0), (1,0,1), (1,1,0), (1,1,1)

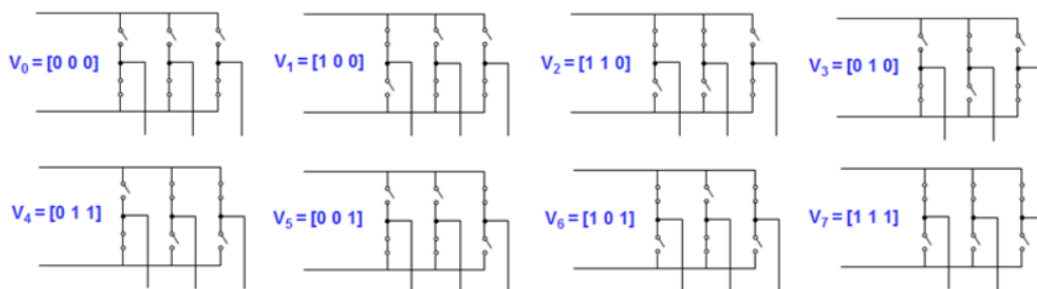


Figure III-4 : Les 8 états possibles de commutation [9]

Considérons le cas où un onduleur alimente une charge triphasé comme l'illustre la figure (III-5) :

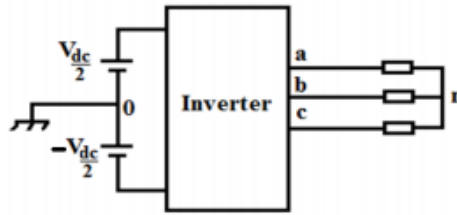


Figure III-5 : Onduleur alimentant une charge triphasé [9]

Le potentiel du point a, point b et le point c par rapport au point 0, sont connues si les états de commutation des interrupteurs sont connues. Lorsque l'interrupteur supérieur est fermé, le potentiel de a, b, c égal à $\frac{V_{dc}}{2}$, et lorsque l'interrupteur inférieur est fermé le potentiel dans le point a, b, c égal à $-\frac{V_{dc}}{2}$. Ces tensions simples sont définies par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_a = V_{an} + V_{n0} \\ V_b = V_{bn} + V_{n0} \\ V_c = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

$$V_{n0} = \frac{1}{3} [V_a + V_b + V_c] \quad (\text{III.7})$$

Les tensions aux bornes de la charge s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Pour le cas des deux états nuls de commutation $\{(0, 0, 0) \text{ et } (1, 1, 1)\}$, les tensions aux bornes de la charge sont nulles.

$$\begin{cases} V_{an} = V_{bn} = V_{cn} = 0 \\ V_d = V_q = 0 \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Par conséquent, la tension de référence V_s s'écrit :

$$V_s = 0 \angle 0^\circ \quad (\text{III.10})$$

Pour le cas où le vecteur de tension n'est pas nul, chacun de six états pourra être fonction de $V_{dc}/2$. A titre d'exemple, les tensions simples pour le cas $\{(1, 0, 0)\}$ peuvent être définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{a0} = \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{b0} = -\frac{V_{dc}}{2} \\ V_{c0} = -\frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Ainsi les tensions aux bornes de la charge ont les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{dc} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{dc} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{dc} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{cases} V_d = \frac{3}{2}V_{an} = V_{dc} \\ V_q = 0 \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

La tension de référence devient :

$$V_s = V_{dc} \angle 0^\circ \quad (\text{III.14})$$

A partir du principe de complémentarité de conduction des deux interrupteurs d'un même bras, on peut déduire la tension de sortie pour le cas $(0, 1, 1)$

$$V_s = V_{dc} \angle 180^\circ \quad (\text{III.15})$$

De la même manière, on peut résumer les différentes tensions de référence pour tous les états de conduction selon le tableau III-1.

Tableau III-1 : Signaux de commande, tension de référence, vecteur de tension

Signaux de commande			Tension de référence V_s	Vecteur de tension
a	b	c		
0	0	0	$V_s = 0 \angle 0^\circ$	V_0
1	0	0	$V_s = V_{dc} \angle 0^\circ$	V_1
1	1	0	$V_s = V_{dc} \angle 60^\circ$	V_2
0	1	0	$V_s = V_{dc} \angle 120^\circ$	V_3
0	1	1	$V_s = V_{dc} \angle 180^\circ$	V_4
0	0	1	$V_s = V_{dc} \angle 240^\circ$	V_5
1	0	1	$V_s = V_{dc} \angle 300^\circ$	V_6
1	1	1	$V_s = 0 \angle 0^\circ$	V_7

On constate qu'il existe 6 vecteurs non nuls (V_1 jusqu'à V_6) et deux vecteurs nuls (V_0 et V_7). Le tableau III-2 récapitule les résultats de tous les états de conduction possibles.

Tableau III-2 : Signaux de commande, les tensions simples et composées et la tension de référence

Vecteur de tension	Signaux de commande			Les tensions simples			Tension composée			Tension de sortie	
	a	b	c	V_a / V_{dc}	V_b / V_{dc}	V_c / V_{dc}	V_{ab} / V_{dc}	V_{bc} / V_{dc}	V_{ca} / V_{dc}	Amplitude	Angle
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	1	0	-1	V_{dc}	60
V_2	1	1	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	0	1	-1	V_{dc}	120
V_3	0	1	0	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	-1	1	0	V_{dc}	180
V_4	0	1	1	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	-1	0	1	V_{dc}	240
V_5	0	0	1	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	0	-1	1	V_{dc}	300
V_6	1	0	1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	1	-1	0	V_{dc}	360
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0

La représentation des vecteurs de tension dans le plan complexe fait que les vecteurs non nuls forment les axes d'un hexagone (figure III-6). L'angle entre deux vecteurs adjacents non nuls est de 60° . Ainsi, le plan d - q est représenté par six secteurs (s1, s2, s3, s4, s5 et s6). Les deux vecteurs nuls sont à l'origine et appliquent une tension nulle sur la charge. Si les tensions de phase sont sinusoïdales, la tension de sortie V_s forment un cercle. La valeur maximale de V_s égale à $\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$ [9].

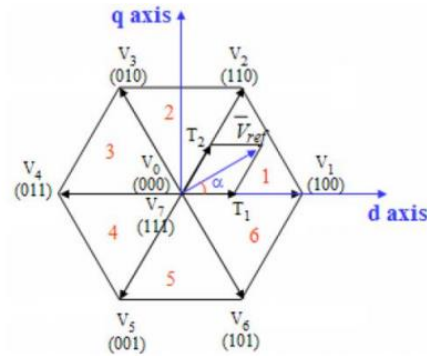


Figure III-6 : La représentation de la tension de référence dans un secteur [3].

III.2.3. Réalisation de la SVPWM

La réalisation de la modulation vectorielle (SVPWM) est basée sur trois étapes :

III.2.3.1. Détermination de V_d , V_q , V_{ref} et l'angle alpha

En introduisant la transformation de Park, l'équation III.8 est convertie en l'équation III.16 :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

$$\begin{cases} |\bar{V}_{ref}| = \sqrt{V_d^2 + V_q^2} \\ \alpha = \tan^{-1}\left(\frac{V_q}{V_d}\right) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

III.2.3.2. Détermination des durées de commutation

Dans la technique SVPWM, Le vecteur de tension de référence est représenté par deux vecteurs de tension non nuls et un vecteur nul. La commutation des interrupteurs dans le secteur 1 :

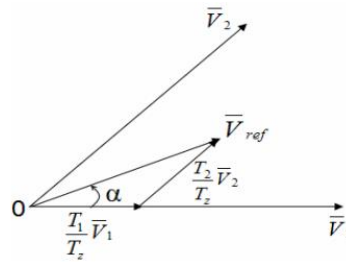


Figure III-7 : La représentation du vecteur de tension de référence avec deux vecteurs adjacents dans le secteur1 [9]

A partir de la figure III-7, on peut calculer les durées de commutation des interrupteurs comme suit :

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt \quad (III.18)$$

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2) \quad (III.19)$$

$$T_z \cdot |\bar{V}_{ref}| \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \cdot \bar{V}_1 \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \bar{V}_2 \cdot \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}) \\ \sin(\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (III.20)$$

$$\begin{cases} T_1 = T_z \cdot \frac{|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \frac{\sin(\frac{\pi}{3}-\alpha)}{\sin(\frac{\pi}{3})} & \text{tel que } 0 \leq \alpha \leq 60^\circ \\ T_2 = T_z \cdot \frac{|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\frac{\pi}{3})} & \text{tel que } T_z = \frac{T_s}{2} \ \& \ T_s = \frac{1}{f_s} \\ T_0 = T_z - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (III.21)$$

Tels que :

T_1 représente la durée d'application du vecteur V_1 .

T_2 représente la durée d'application du vecteur V_2 .

T_0 représente la durée d'application du vecteur V_0 .

T_z représente la période de commutation.

En se basant sur le même principe, on peut trouver les expressions de ses durées de commutation pour chaque secteur :

$$\begin{cases} T_1 = \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3}\pi\right) \text{ tel que } n = 1 \text{ à } 6 \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}T_z|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \sin\left(\alpha - \frac{n-1}{3}\pi\right) \text{ tel que } 0 < \alpha < 60^\circ \\ T_0 = T_z - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

III.2.3.3. Détermination du temps de commutation pour chaque interrupteur

La figure III-8 représente les états de commutations possibles des interrupteurs pour chaque secteur.

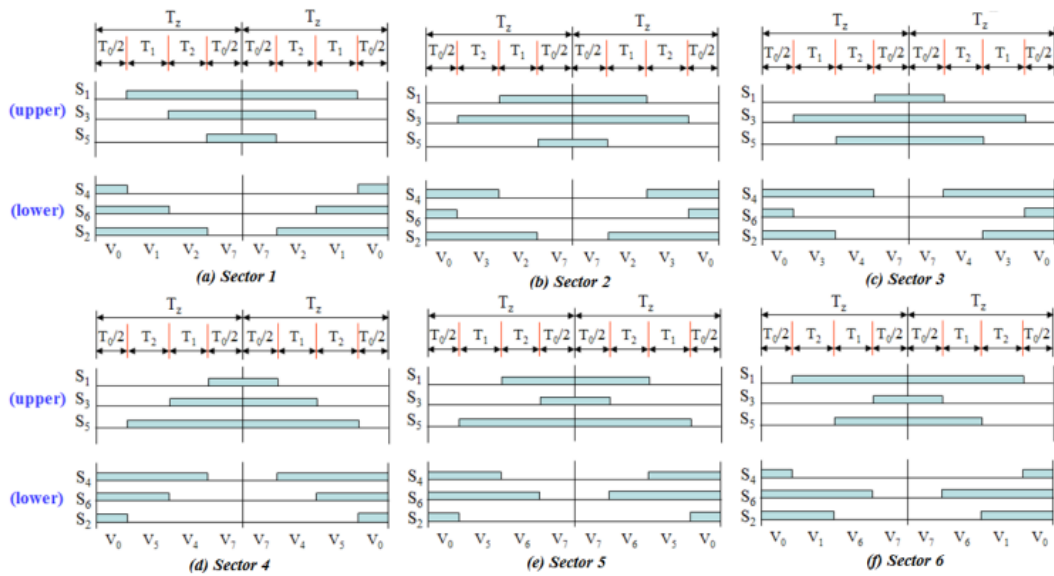


Figure III-8 : Les états de commutation possible des interrupteurs dans chaque secteur [4]

A partir de la figure III-8, on peut trouver les temps de commutation de chaque interrupteur qui sont résumés dans le tableau III-3 :

Tableau III-3 : Temps de commutation des interrupteurs dans chaque secteur

Secteur	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
1	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_2 + \frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$T_1 + \frac{T_0}{2}$
2	$T_1 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_2 + \frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$
3	$\frac{T_0}{2}$	$T_1 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_2 + \frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$
4	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$T_1 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_2 + \frac{T_0}{2}$
5	$T_2 + \frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$T_1 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$
6	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$	$T_2 + \frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$\frac{T_0}{2}$	$T_1 + \frac{T_0}{2}$	$T_1 + T_2 + \frac{T_0}{2}$

La SVPWM permet d'atteindre n'importe quel vecteur de tension de référence appartenant à l'hexagone formé par les vecteurs de tension. On peut atteindre le cercle limite inscrit dans l'hexagone des tensions [9]. Le rayon de ce cercle limite correspond à une tension de référence :

$$\bar{V}_s = \frac{2}{3} V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (\text{III.23})$$

Cette technique de modulation est largement utilisée pour la commande des onduleurs reliés au réseau [15] [22] [. La question qu'on pourra se poser est la suivante :

Est-il possible d'appliquer cette technique de modulation pour la mise en parallèle des onduleurs connectés au réseau ?

Du fait de la tolérance des différents composants électroniques, La mise en parallèle d'onduleurs identiques pose un réel problème dû essentiellement à la présence des courants de circulation entre les différents modules qui sont, à priori, considérés comme identiques.

III.3. Etude des courants de circulation

III.3.1. Modélisation du courant de circulation

Pour l'analyse de la mise en parallèle d'onduleur, la modélisation s'avère être un outil incontournable pour la détermination des différentes interactions au sein d'une structure donnée.

Dans notre cas, on optera pour la modélisation moyenne par bras d'onduleur.

III.3.2. Modélisation moyenne de l'architecture parallèle

III.3.2.1. Le model moyen de la cellule élémentaire de commutation

Chaque interrupteur K peut être décrit par une fonction de commutation S comme suit :

$$S = \begin{cases} 1 & \text{si K est fermé,} \\ 0 & \text{si K est ouvert.} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Dans les onduleurs à base de courants bidirectionnels, une cellule élémentaire de commutation peut être représentée par le circuit de la figure III-9.

La cellule élémentaire de commutation est composée de deux interrupteurs, et présente une source de tension d'un côté et une source de courant de l'autre. Ces caractéristiques font de la cellule élémentaire une fonction de commutation.

Les états des deux interrupteurs sont complémentaires du fait des règles fondamentales sur les interconnexions des sources [42] [43].

De ce fait, pour éviter le court-circuit de la source de tension et l'ouverture de la source de courant, l'un des deux interrupteurs, $K_{\phi p}$ ou $K_{\phi n}$, doit être fermé à tout moment. Sur la base de la fonction de commutation définie en (III.24), cette complémentarité peut être décrite comme suite:

$$S_{\phi p} + S_{\phi n} = 1 \quad (\text{III.25})$$

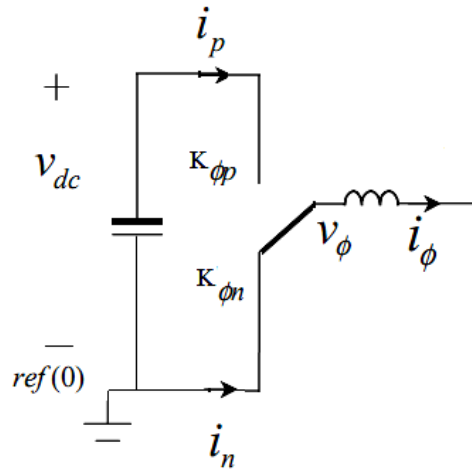


Figure. III-9 : Schéma de la cellule élémentaire de commutation [37]

En supposant que le courant I_ϕ et la tension V_{dc} sont continues avec de petites ondulations, on peut écrire les relations suivantes:

$$V_\phi = d_\phi \cdot V_{dc} \quad (\text{III.26})$$

$$I_p = d_\phi \cdot I_\phi \quad (\text{III.27})$$

Où d_ϕ est défini comme étant le rapport cyclique de fermeture de l'interrupteur supérieur. Le modèle de la cellule élémentaire de commutation est représenté par la Figure III.10.

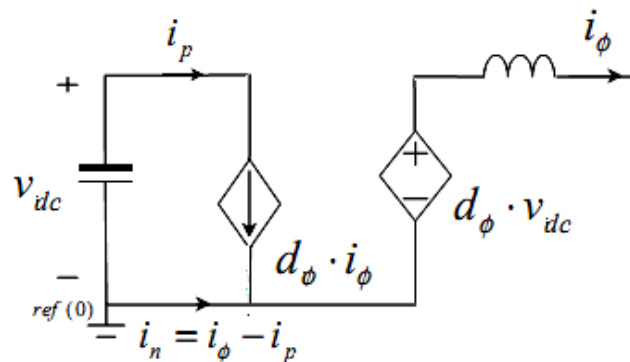


Figure III-10 : Modèle moyen d'une cellule élémentaire de commutation [37]

III.3.2.2. Le modèle moyen d'un seul onduleur

Après l'obtention du modèle moyen de la cellule élémentaire de commutation, le modèle moyen d'un onduleur triphasé peut être constitué de trois cellules élémentaires reliées au reste du circuit de l'onduleur comme le montre la Figure (III.11).

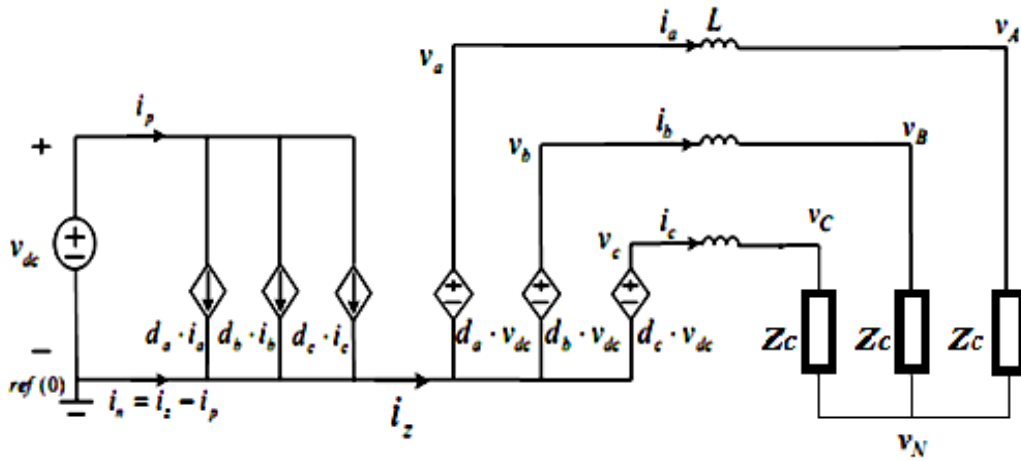


Figure III.11 : Schéma du modèle moyen d'un onduleur de tension [35].

A partir de la Figure III.11, on tire les équations suivantes :

$$i_p = d_a \cdot i_a + d_b \cdot i_b + d_c \cdot i_c \quad (\text{III.27})$$

$$i_n + i_p = i_a + i_b + i_c = i_z \quad (\text{III.28})$$

III.3.2.3. Le modèle moyen de deux onduleurs mis en parallèle

De la même façon pour un seul onduleur, on tire le modèle moyen de deux onduleurs (Figure III.12)

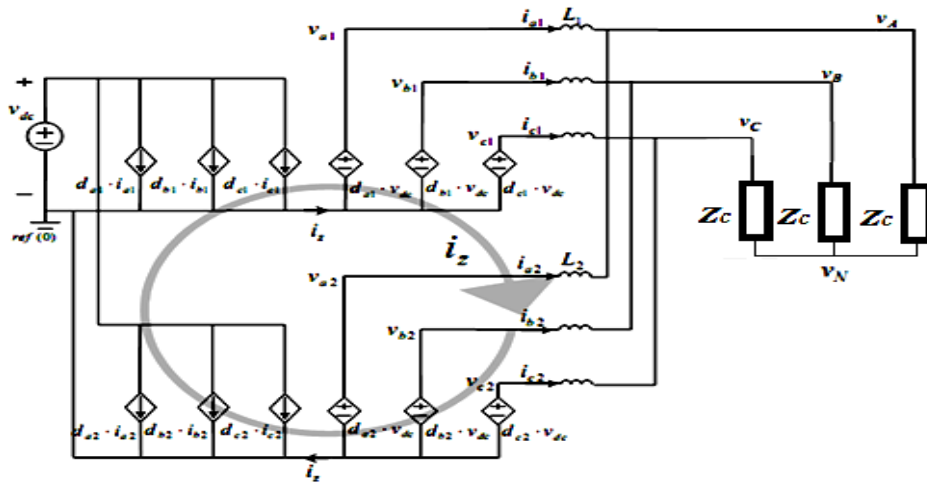


Figure III-12 : Le modèle moyen de deux onduleurs [35]

Dans la stratégie de modulation (SPWM), la somme des rapports cycliques d_a, d_b, d_c égale à zéro. Dans la modulation vectorielle (SVPWM), la somme des rapports cycliques non nulle est définie comme un rapport cyclique homopolaire d_z [9].

$$d_z = d_a + d_b + d_c \quad (\text{III.29})$$

Cette équation peut être reformulée comme suit :

$$(d_a - \frac{d_z}{3}) + (d_b - \frac{d_z}{3}) + (d_c - \frac{d_z}{3}) = 0 \quad (\text{III.30})$$

$$d_a' + d_b' + d_c' = 0 \quad (\text{III.31})$$

Tel que :

$$d_a' = d_a - \frac{d_z}{3}, \quad d_b' = d_b - \frac{d_z}{3}, \quad d_c' = d_c - \frac{d_z}{3} \quad (\text{III.32})$$

D'où d_a, d_b, d_c peuvent être exprimés comme suit :

$$d_a = d_a' + \frac{d_z}{3}, \quad d_b = d_b' + \frac{d_z}{3}, \quad d_c = d_c' + \frac{d_z}{3} \quad (\text{III.33})$$

A partir de la Figure III-11, un courant de circulation nul est obtenu dans le cas d'un seul onduleur connecté au réseau. Ceci est expliqué par le fait qu'aucun chemin possible n'est envisageable pour qu'un courant de circulation puisse trouver naissance. Dans le cas où n onduleurs sont connectés en parallèle plusieurs chemins possibles peuvent être alors envisagés.

A partir de la figure III-12, et en utilisant les lois de Kirchhoff, on peut écrire les équations électriques moyennes pour une mise en parallèle de deux onduleurs :

$$I_0 = I_{01} = I_{a1} + I_{b1} + I_{c1} = -I_{02} = -(I_{a2} + I_{b2} + I_{c2}) \quad (\text{III.34})$$

$$\begin{cases} \frac{d_{z1} V_{dc}}{3} + d'_{a1} V_{dc} - L_1 \frac{d I_{a1}}{dt} - R_1 I_{a1} = \frac{d_{z2} V_{dc}}{3} + d'_{a2} V_{dc} - L_2 \frac{d I_{a2}}{dt} - R_2 I_{a2} \\ \frac{d_{z1} V_{dc}}{3} + d'_{b1} V_{dc} - L_1 \frac{d I_{b1}}{dt} - R_1 I_{b1} = \frac{d_{z2} V_{dc}}{3} + d'_{b2} V_{dc} - L_2 \frac{d I_{b2}}{dt} - R_2 I_{b2} \\ \frac{d_{z1} V_{dc}}{3} + d'_{c1} V_{dc} - L_1 \frac{d I_{c1}}{dt} - R_1 I_{c1} = \frac{d_{z2} V_{dc}}{3} + d'_{c2} V_{dc} - L_2 \frac{d I_{c2}}{dt} - R_2 I_{c2} \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

La somme des équations du système (III.35), donne :

$$V_{dc}(d_{z1} - d_{z2}) = (L_1 + L_2) \frac{d I_0}{dt} + (R_1 + R_2) I_0 \quad (\text{III.36})$$

L'équation précédente, décrit la dynamique du courant de circulation comme l'illustre la Figure (III-13).

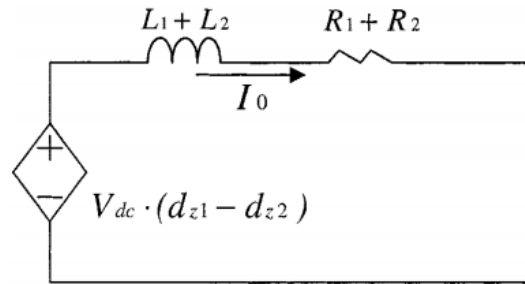


Figure III-13 : Le modèle moyen de la séquence homopolaire, [11].

De la figure III-13, le courant de circulation entre deux onduleurs est fonction de la différence des tensions générée par la séquence zéro et l'impédance du chemin possible du courant de circulation. Cette impédance est, en fait, égale à la somme des impédances de ligne des onduleurs 1 et 2. La valeur de ce courant de circulation dépend essentiellement des rapports cycliques de la séquence zéro.

Un fort courant de circulation provoque un déséquilibre dans le partage du courant de charge le long des deux onduleurs. Cette distribution non uniforme de puissance détériore le rendement global du circuit et peut même mener à l'arrêt de la structure.

Le rééquilibrage du partage de puissance nécessite une régulation de ce courant de circulation.

III.3.3. Régulation du courant de circulation

Du fait de l'impédance fixe du chemin possible du parcours du courant de circulation, le seul paramètre de contrôle s'avère être la tension générée par la séquence zéro [11]. Cette tension dépend de la variation des rapports cycliques qui sont générés par la SVPWM. Pour une mise en parallèle deux onduleurs ayant une tension commune en entrée, le contrôle de ce courant de circulation est directement lié à la différence du rapport cyclique de la séquence zéro du premier et du deuxième onduleur.

Considérons un modèle de la SVPWM comme l'illustre la Figure III-14 où d_a, d_b, d_c sont les rapports cycliques des interrupteurs.

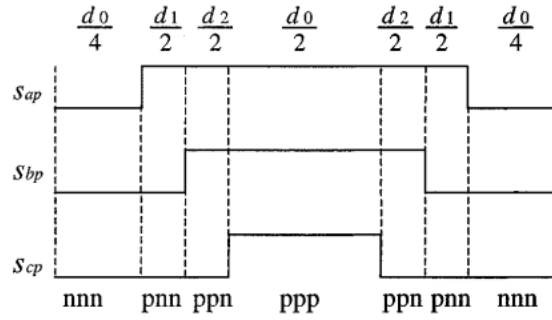


Figure III-14 : Relation entre les rapports cycliques et les vecteurs d'espace, [11].

A partir de la Figure III-14, les rapports cycliques sont donnés par :

$$\begin{cases} d_a = \frac{d_0}{2} + d_1 + d_2 \\ d_b = \frac{d_0}{2} + d_2 \\ d_c = \frac{d_0}{2} \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

Tels que : d_1 et d_2 sont les rapports cycliques des vecteurs actifs pnn et ppn et d_0 est le rapport cyclique total pour le vecteur nul ppp et nnn. Dans ce cas on tire d_z :

$$d_z = d_a + d_b + d_c = 1.5d_0 + d_1 + 2d_2 \quad (\text{III.38})$$

Les différents modèles de la SVPWM ont les mêmes rapports cycliques des vecteurs actifs d_1 et d_2 , mais le d_z peut-être différent. Par conséquent, la distribution du vecteur nul le long d'un intervalle de conduction peut changer. Cela indique que le contrôle du rapport cyclique homopolaire est fonction de la distribution du vecteur nul d_0 . En se basant sur cette idée, un nouveau paramètre k est défini comme suit [11] :

$$K = \frac{d_{ppp}}{d_0} \quad (\text{III.39})$$

Tel que d_{ppp} est le temps d'application du vecteur nul ppp, comme l'illustre la Figure III-15.

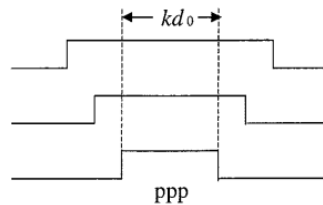


Figure III-15 : La définition du nouveau variable K, [11].

En introduisant le nouveau paramètre K dans les équations (III.37) et (III.38), on trouve :

$$d_z = d_a + d_b + d_c = 3Kd_0 + d_1 + 2d_2 \quad (\text{III.40})$$

Cependant, la différence de d_z entre les deux onduleurs peut être exprimée comme suit :

$$d_{z1} - d_{z2} = 3d_0 (K_1 - K_2) \quad (\text{III.41})$$

Par conséquent, le nouveau modèle moyen de la séquence zéro avec le nouveau paramètre k est illustré dans la Figure III-16 :

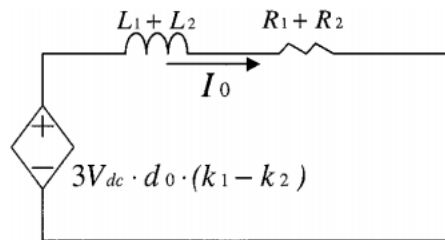


Figure III-16 : Le modèle moyen de la séquence homopolaire avec le nouveau variable K [11].

A partir de la Figure III-16, on tire l'équation caractéristique de la séquence zéro comme suit :

$$3V_{dc}d_0(K_1 - K_2) = (R_1 + R_2)I_0 + (L_1 + L_2)\frac{dI_0}{dt} \quad (\text{III.42})$$

Dans le domaine de Laplace, l'équation (III.37) devient :

$$3V_{dc}d_0(K_1 - K_2) = (R_1 + R_2)I_0 + S(L_1 + L_2)I_0 \quad (\text{III.43})$$

Après avoir trouvé l'équation caractéristique de la séquence zéro, La boucle de régulation du courant de circulation peut être modélisée comme l'illustre la Figure III-17. L'entrée du régulateur PI est le courant de circulation et sa sortie est la différence ΔK .

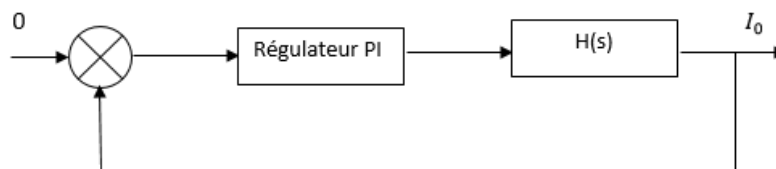


Figure III-17 : La régulation du courant de circulation

$H(s)$ est la fonction de transfert de la séquence zéro et est donnée par :

$$H(s) = \frac{1}{(R_1 + R_2) + s(L_1 + L_2)} \quad (\text{III.44})$$

On peut la réécrire sous la forme suivante :

$$H(s) = \frac{1}{1 + sT} \quad (\text{III.45})$$

Tel que T est la constante du temps qui est décrite par la séquence zéro.

La fonction de transfert du régulateur est définie comme suit :

$$H_{pi}(s) = K_p \frac{1 + sT_i}{s} \quad (\text{III.46})$$

Tel que T_i est la constante du temps du régulateur.

Le contrôle du courant de circulation dépend de deux paramètres K_1 et K_2 , ce qui rend sa régulation complexe. Pour cela, on fixe la valeur du K_1 à 0,5. Par conséquent, K_2 sera le seul paramètre du contrôle pour une mise en parallèle de deux onduleurs.

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est définie comme suit :

$$H_{BO}(s) = K_p \frac{1 + sT_i}{s} \frac{1}{1 + sT} \quad (\text{III.47})$$

Afin de rendre le système rapide, on doit compenser la constante du temps la plus lente T (équation III.48), d'où la nouvelle fonction de transfert du système devient comme suit:

$$T_i = T \quad (\text{III.48})$$

$$H_{BO}(s) = \frac{K_p}{s(R_1 + R_2)} \quad (\text{III.49})$$

Fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$H_{BF}(s) = \frac{H_{bo}(s)}{1 + H_{bo}(s)} \quad (\text{III.50})$$

En remplaçant l'expression de la fonction de transfert en boucle ouverte dans l'équation (III.50), et après simplification on trouve :

$$H_{BF}(s) = \frac{1}{1 + \frac{s(R_1 + R_2)}{K_p}} \quad (\text{III.51})$$

On remarque que cette fonction de transfert est du premier ordre. Pour cela, on doit imposer une dynamique au système T0 afin de tirer la valeur du Kp.

$$K_p = \frac{R_1 + R_2}{T_0} \quad (\text{III.52})$$

Après avoir, modélisé le courant de circulation, détaillé la méthode de régulation. On procédera à la simulation de la mise en parallèle de deux onduleurs connectés au réseau et ce sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

III.4. Simulation

Dans cette simulation, on gardera les mêmes paramètres que celle de la structure où les deux onduleurs sont générés par une modulation SPWM. Nous commencerons par une simulation du système en boucle ouverte, puis on introduit la régulation du courant de circulation dans le cas où les paramètres des modulantes sont différents.

III.4.1. Simulation en boucle ouverte

Dans un premier temps, on prendra le cas où le courant de circulation est nul et les courants de sorties des deux onduleurs sont superposés, ce cas sera pris comme référence. Pour cela, on prend les mêmes modulantes, la même tension de référence et les mêmes impédances de ligne.

III.4.1.1. Cas de référence

A partir de la figure III-18, on remarque que le courant de circulation est nul. Cela est dû au fait que la différence de potentiel de la séquence zéro est nulle. On remarque aussi la superposition des courants de sortie des deux onduleurs Ia1 et Ia2, leurs valeurs maximales est de 500A.

La figure III-19 représente le courant de charge, tel qu'on remarque que sa valeur égale à la somme des courants I1 et I2, sa valeur maximale égale à 1000A. La distribution du courant de charge le long des deux onduleurs est vérifiée.

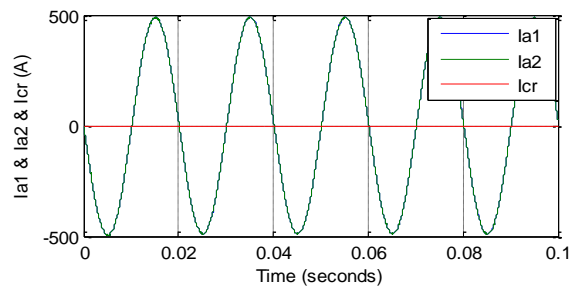


Figure III-18 : Courant de circulation et les courants Ia1, Ia2.

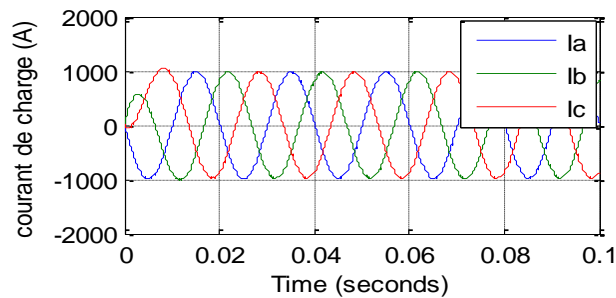


Figure III-19 : Le courant de charge

III.4.1.2. Variation des paramètres de la Modulation vectorielle

III.4.1.2.1. Cas où $K_1 > K_2$ (avec $K_2 = 0,3$)

Comme l'illustre la Figure (III-20), on remarque l'apparition d'un courant de circulation. La valeur de ce courant dans le régime permanent est de 600 A. Cela est dû à la différence de potentiel positive de la séquence zéro entre les deux onduleurs (équation III.42).

D'après la Figure (III-21), on remarque que les courants de sortie des deux onduleurs ont des composantes continues. Le courant I_{a1} a une composante positive tandis qu' I_{a2} a une composante négative. Cette composante continue de 200A représente le tiers du courant de circulation.

Le fait que les courants de sortie des deux onduleurs sont en phase, le courant de charge (Figure III-22) est identique à celui du cas précédent (Figure III-29).

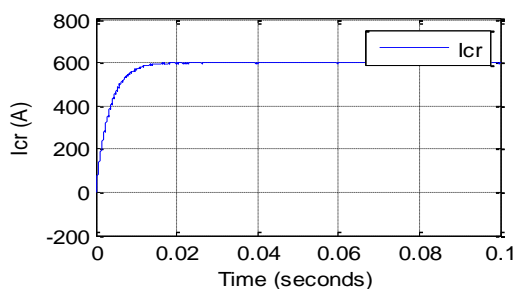


Figure III-20 : Courant de circulation ($K_1 > K_2$).

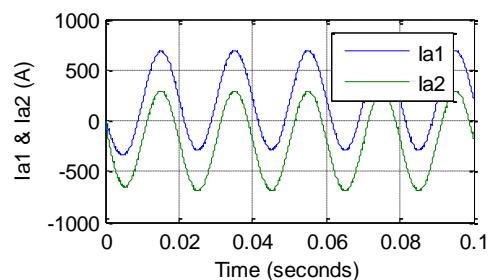


Figure III-21 : Les courants Ia1 et Ia2 ($K_1 > K_2$)

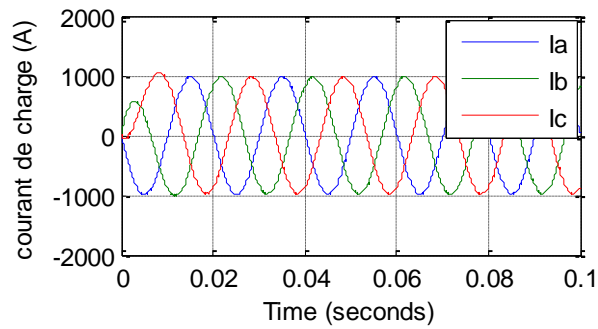


Figure III-22 : Courant de charge ($K1 > K2$)

III.4.1.2.2. Cas où $K2 > K1$ (avec $K2 = 0,7$)

Dans ce cas, le courant de circulation est négatif (Figure III-23). Cela est dû à la différence de potentiel négative de la séquence zéro entre les deux onduleurs (équation III.43).

D'après la figure III-24, on remarque que le courant I_{a2} a une composante continue positive et le courant I_{a1} a une composante négative. Du fait qu'il n'y a pas de déphasage entre les courants de sortie des deux onduleurs, on obtient un courant de charge (Figure III-25) similaire à celui du premier cas (Figure III-19).

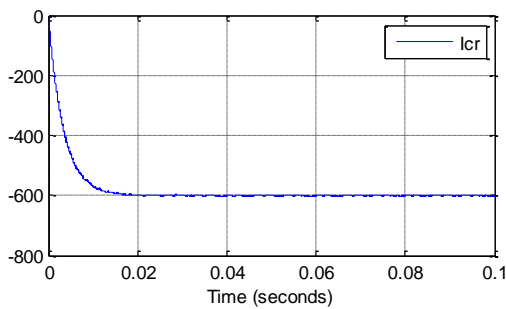


Figure III-23 : Courant de circulation ($K2 > K1$)

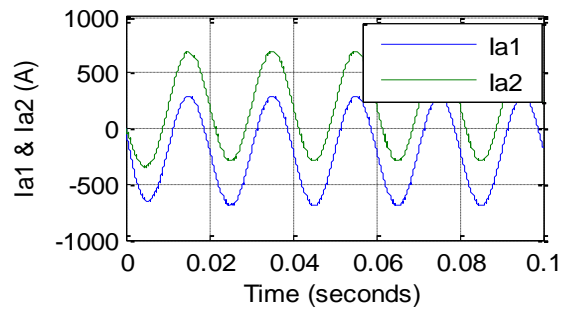


Figure III-24 : Les courants I_{a1} et I_{a2} ($K2 > K1$)

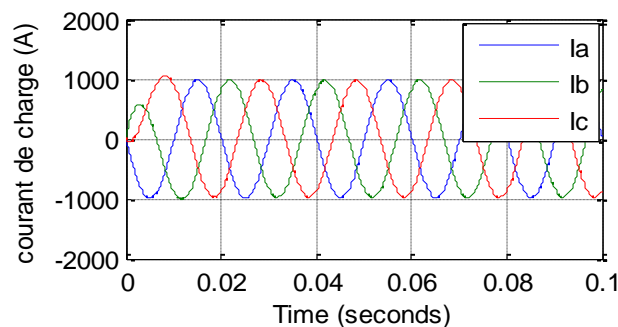


Figure III-25 : Le courant de charge ($k2 > k1$)

III.4.1.3. Cas où le module des tensions de référence est différent ($V_1 > V_2$)

Dans le cas où la tension de référence du premier onduleur est supérieure à celle du deuxième onduleur, on remarque que le courant de circulation est alternatif (figure III-26) avec un module de 35 A. Cela est dû à la différence du potentiel alternative engendrée entre les tensions de sortie des deux onduleurs.

D'après la Figure III-27, on note une différence de phase entre les courants I_{a1} et I_{a2} . Le module de I_{a1} est de 380 A alors que I_{a2} est de à 600 A. La figure III-28 montre une chute dans le courant de charge, tel que son module est au voisinage de 950 A.

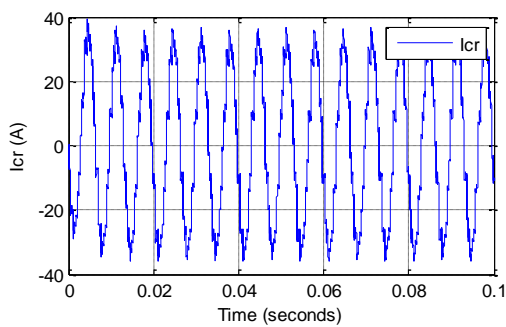


Figure III-26 : Courant de circulation ($V_1 > V_2$)

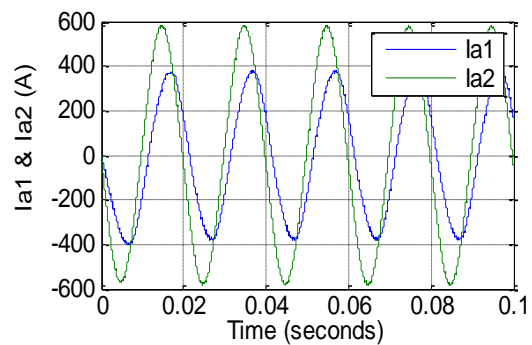


Figure III-27 : Les courants I_{a1} et I_{a2} ($V_1 > V_2$)

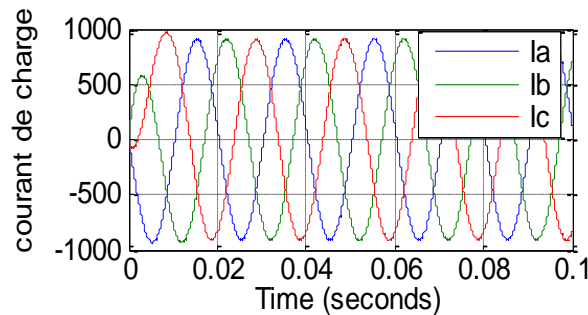


Figure III-28 : Courant de charge ($V_1 > V_2$)

III.4.1.4. Cas où la phase des tensions de référence est différente

Dans ce cas, on varie la phase de la tension de référence du premier onduleur par à celui du deuxième. Ce déphasé est pris égale à $\frac{\pi}{6}$. La Figure III-29 montre l'apparition du courant de circulation à cause de la différence de phase entre les tensions de référence des deux onduleurs. Ce courant présente presque 10% du courant de charge. D'après la Figure III-30, on remarque qu' I_{a1} a augmenté tandis qu' I_{a2} a diminué avec un déphasage entre ces deux coutants.

D'après la Figure III-31, on constate que le courant de charge a légèrement augmenté. Cette augmentation est une conséquence du déphasage existant entre les courants de sortie des deux onduleurs.

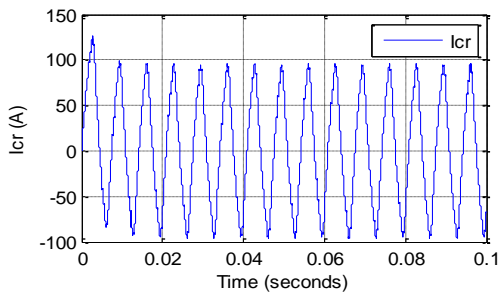


Figure III-29 : Courant de circulation ($\varphi_1 > \varphi_2$)

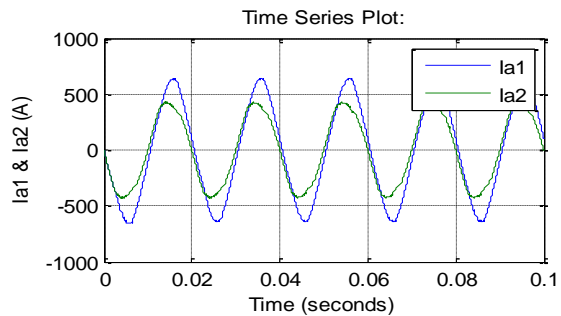


Figure III-30 : Les courant Ia1 et Ia2 ($\varphi_1 > \varphi_2$)

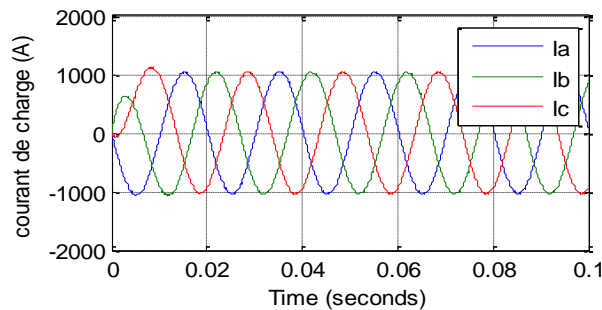


Figure III-31 : Le courant de charge ($\varphi_1 > \varphi_2$)

III.4.1.5. Cas où les impédances de ligne sont différentes ($Z_1 > Z_2$)

Dans cette section on analysera le cas où les impédances de ligne du premier onduleur égale deux fois celles du deuxième onduleur ($Z_1 = 2 * Z_2$). On remarque que le courant de circulation est nul (Figure III-32). Cela est dû au fait que la différence de potentiel de la séquence zéro soit nulle.

À partir de la même Figure (Figure III-32), on remarque que le rapport entre les impédances de ligne affecte de la manière inverse le rapport des courants de phase des onduleurs : $I_{a2} = 600$ A et $I_{a1} = 300$ A. D'autre part, on remarque que le courant de charge a diminué (Figure III-33).

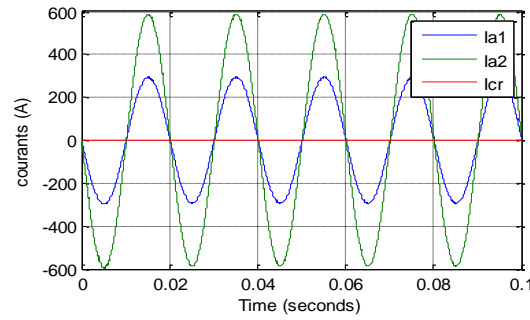


Figure III-32 : Courant de circulation et les courant Ia1, Ia2 ($Z1 > Z2$)

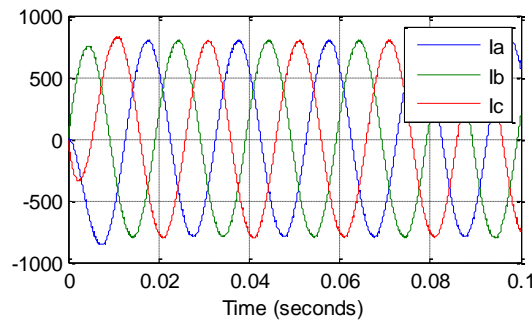


Figure III-33 : Le courant de charge ($Z1 > Z2$)

III.4.1.6. Cas où l'impédance de la phase « a » du premier onduleur est différente à celle des autres phases

Dans ce cas, on a pris l'impédance de la phase « a » du premier onduleur égale à deux fois l'impédance des autres phases ($Z_{a1} = 2 * Z_{b1} = 2 * Z_{c1}$).

La Figure III-34, montre l'apparition du courant de circulation, avec un module assez important (environ 15% du courant de charge), ce courant est dû au déséquilibre entre les courants de sortie du premier onduleur.

D'après la Figure III-35, on remarque que le courant de sortie du premier onduleur a diminué tandis que celui du deuxième onduleur a augmenté, cette différence est dû au déséquilibre de la charge qui est l'origine de la séquence zéro.

À partir de la figure III-36, on remarque que le courant de charge a diminué, et qu'un déséquilibre entre les trois phases apparaît.

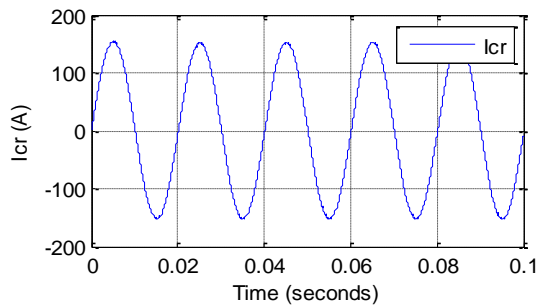


Figure III-34 : Courant de circulation
($Z_{a1} \neq Z_{b1}$ et Z_{c1})

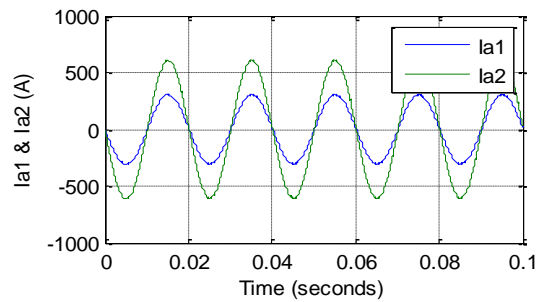


Figure III-35 : Les courants I_{a1} et I_{a2}
($Z_{a1} \neq Z_{b1}$ et Z_{c1})

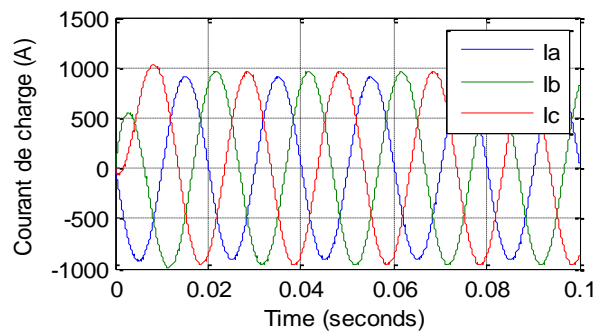


Figure III-36 : Le courant de charge ($Z_{a1} \neq Z_{b1}$ et Z_{c1})

III.4.2. Simulation en boucle fermé

Dans cette partie, on va introduire la régulation du courant de circulation dans le cas où K_1 est différent de K_2 .

III.4.2.1. Cas où $K_1 > K_2$ ($K_2=0,3$)

La figure III-37 montre la variation du courant de circulation avec un pic de courant positif dans le régime transitoire. A partir de 0.005s on remarque la diminution de ce dernier jusqu'à son annulation. Cela montre la robustesse de la régulation du courant de circulation qui est maintenue à zéro.

La Figure III-38 illustre une différence entre les deux courants I_{a1} et I_{a2} jusqu'à l'instant $t=0.005s$ où l'on remarque la superposition des deux courants. Cette superposition est due à la régulation qui a éliminé le courant de circulation.

D'après la Figure III-39 montre un courant de charge similaire au cas où 2 onduleurs identiques sont gérés par la même modulation (Figure III-19). Le régime transitoire n'a pas un grand impact sur la réponse globale du circuit. Avec régulation du courant de circulation, on a obtenu des formes d'ondes similaires à celles du 1^{er} cas (référence).

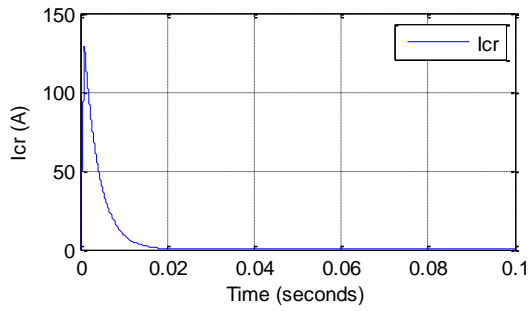


Figure-37 : Le courant de circulation avec régulation ($K1 > k2$)

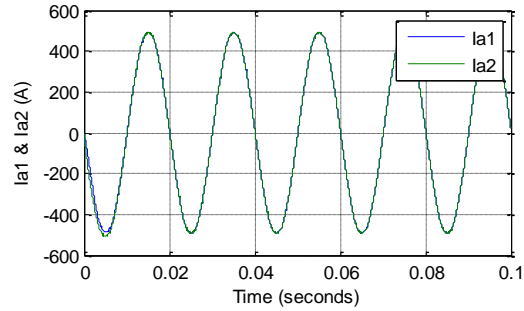


Figure III-38 : Les courants Ia1 et Ia2 avec régulation ($K1 > k2$)

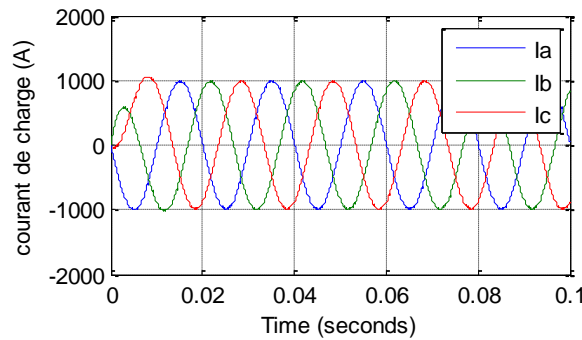


Figure III-39 : Courant de charge avec régulation ($K1 > k2$)

III.4.2.2. Cas où $K2 > k1$ ($K2 = 0.7$)

Cet essai est similaire au précédent, juste que dans ce cas on remarque (Figure III-40) que le courant de circulation a un pique négatif dû directement à la différence de potentiel négative engendrée par les deux onduleurs ($K2 > k1$). Le bon choix des paramètres du régulateur, nous garantit un courant de circulation nul en régime permanent et par la suite un partage équitable du courant de charge le long des deux onduleurs (Figures III-41 et III-42).

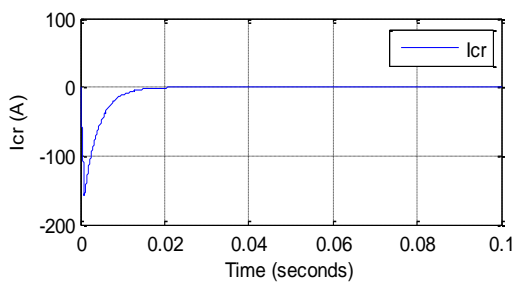


Figure III-40 : Le courant de circulation avec régulation ($K2 > k1$)

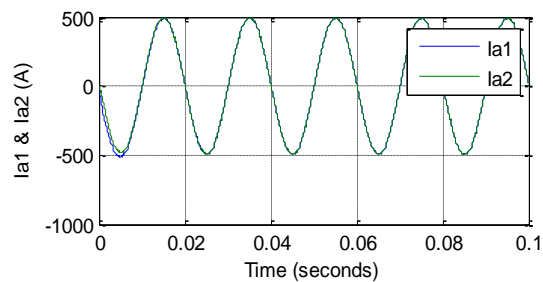


Figure III-41 : Les courants Ia1 et Ia2 avec régulation ($K2 > k1$)

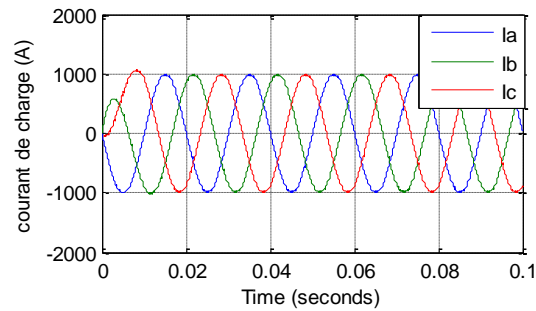


Figure III-42 : Le courant de charge avec régulation ($k_2 > k_1$)

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la mise en parallèle des onduleurs avec la modulation vectorielle. À travers le modèle moyen, cette technique nous a permis d'obtenir les équations caractéristiques en fonction des rapports cycliques de la modulante vectorielle.

À partir de ces équations caractéristiques, on a établi l'équation caractéristique du courant de circulation donnant ainsi les paramètres du régulateur.

À partir des résultats de simulation, on peut conclure que la modulation vectorielle, donne des paramètres supplémentaires de control qui, d'une part, annule le courant de circulation dans un laps de temps acceptable, d'autre part, assure une distribution uniforme du courant de charge le long des deux onduleurs.

CHAPITRE IV

LA COMMANDE ACTIVE DU COURANT

IV.1. Introduction

Dans la plupart des montages parallèles, le problème majeur est de réaliser des structures ayant un partage équitable le long des onduleurs avec des courants de circulations nuls. Pour des modules standards, cela assurera une bonne efficacité de la structure. Dans cette partie, on posera un partage de courant asymétrique et on choisira une commande selon la modulation (SPWM ou SVPWM) utilisée afin de minimiser, sinon annuler, ses courants de circulation. Pour ce faire, on doit introduire une régulation de la consigne en utilisant un régulateur PI.

IV.2. La régulation du courant de charge suivant l'axe d et q

L'utilisation des régulateurs PI est nécessaire pour réguler l'erreur de courant de compensation en raison de leur simplicité et leur fiabilité. Les régulateurs travaillent dans le cadre synchrone de référence $d-q$. Cela signifie que les variables de courant alternatif des 3 phases sont transformées en courant continu. Les courants actifs et réactifs peuvent être contrôlés séparément. Les sorties du régulateur PI sont les références de tension, qui sont convertis dans le référentiel stationnaire de référence $\alpha - \beta$ puis dans le référentiel abc et injectée dans le bloc de commande des impulsions des interrupteurs de l'onduleur [28].

L'angle utilisé dans la transformation du Park est un signal en dents de scie simple (Figure IV-1).

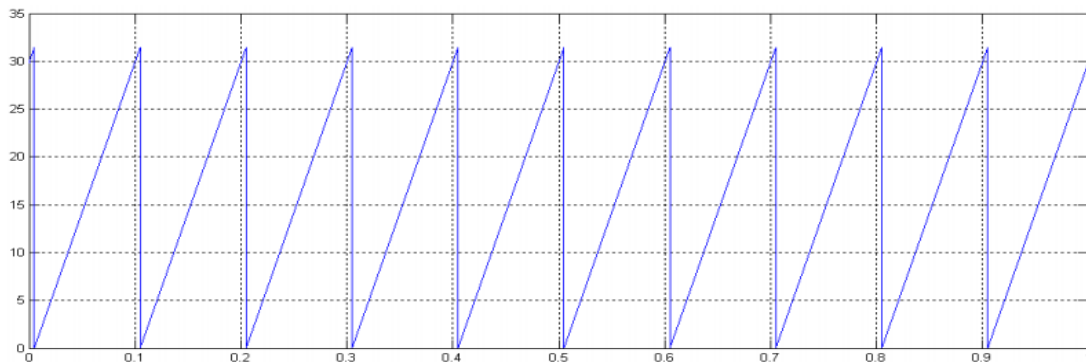


Figure IV- 1 : La forme d'angle pour la transformée de Park

Afin de trouver le modèle de l'onduleur équivalent, Prenons Le circuit équivalent équilibré d'une seule phase comme l'illustre la Figure IV-2.

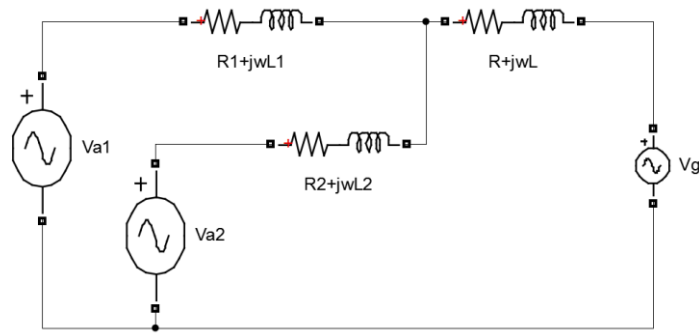


Figure IV- 2 : Circuit équivalent équilibré d'une seule phase

L'application du théorème de Thevenin au circuit équivalent vue de la charge donne le circuit équivalent suivant :

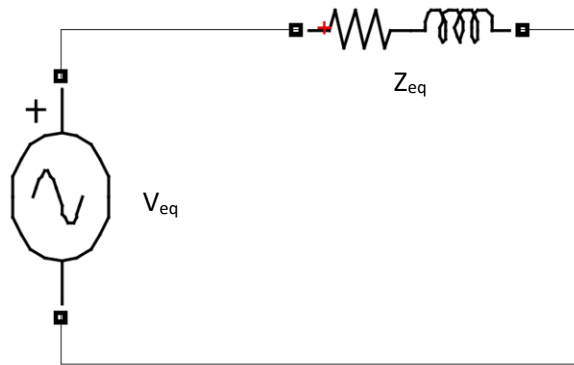


Figure IV- 3 : Circuit équivalent de Thevenin d'une seule phase

Les expressions de l'impédance et la tension équivalente sont données comme suit [20]

$$Z_{eq} = \frac{(R_1 + j\omega L_1)(R_2 + j\omega L_2)}{(R_1 + j\omega L_1) + (R_2 + j\omega L_2)} \quad (IV.1)$$

$$V_{eq} = \frac{(R_1 + j\omega L_1)}{(R_1 + j\omega L_1) + (R_2 + j\omega L_2)} V_{a,1} + \frac{(R_2 + j\omega L_2)}{(R_1 + j\omega L_1) + (R_2 + j\omega L_2)} V_{a,2} \quad (IV.2)$$

Dans notre système d'étude, les impédances de ligne sont égales. Les équations (IV.1) et (IV.2) deviennent comme suit:

$$Z_{eq} = \frac{R_1}{2} + j\omega \frac{L_1}{2} \quad (IV.3)$$

$$V_{eq,a} = \frac{1}{2} V_{a,1} + \frac{1}{2} V_{a,2} \quad (IV.4)$$

Pour un système triphasé, et en utilisant les lois de Kirchhoff, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} -V_{eq,a} + (R + \frac{R_1}{2})i_a + (L + \frac{L_1}{2})\frac{d}{dt}i_a + V_{r,a} + V_{n,o} = 0 \\ -V_{eq,b} + (R + \frac{R_1}{2})i_b + (L + \frac{L_1}{2})\frac{d}{dt}i_b + V_{r,b} + V_{n,o} = 0 \\ -V_{eq,c} + (R + \frac{R_1}{2})i_c + (L + \frac{L_1}{2})\frac{d}{dt}i_c + V_{r,c} + V_{n,o} = 0 \end{cases} \quad (IV.5)$$

L'application de la transformé de Park au circuit équivalent équilibré donne l'équation suivante :

$$\begin{cases} -V_{eq,d} + (\frac{L_1}{2} + L_L)\frac{d}{dt}i_d - (\frac{L_1}{2} + L_L)\omega i_q + (\frac{R_1}{2} + R_L)i_d + V_{d,r} = 0 \\ -V_{eq,q} + (\frac{L_1}{2} + L_L)\frac{d}{dt}i_q + (\frac{L_1}{2} + L_L)\omega i_d + (\frac{R_1}{2} + R_L)i_q + V_{q,r} = 0 \end{cases} \quad (IV.6)$$

Tel que les termes $(\frac{L_1}{2} + L_L)\omega i_{d,q}$ représentent les termes de couplage entre les axes d et q .

Après l'obtention des équations du système dans le référentiel $d-q$, on pourra introduire la régulation du courant de charge.

La régulation du courant de charge suivant l'axe d et q nécessite deux régulateurs PI, l'un pour la composante directe et l'autre pour la composante quadrature. Ces deux derniers sont identiques, car ils ont la même fonction de transfert à réguler (équation IV.6). Par conséquent, l'estimation du paramètre d'un seul régulateur suffira.

Les régulateurs PI ont été réglés pour un seul onduleur triphasé, mais selon les résultats de la simulation, les paramètres du gain proportionnel et intégral peuvent être utilisés avec succès dans un système d'onduleurs en parallèle. La boucle fermée actuelle est présentée seulement pour le courant actif en raison de sa similitude avec la boucle de courant réactif.

La boucle de régulation du courant suivant l'axe d , peut être modélisée comme suit (Figure IV-3) :

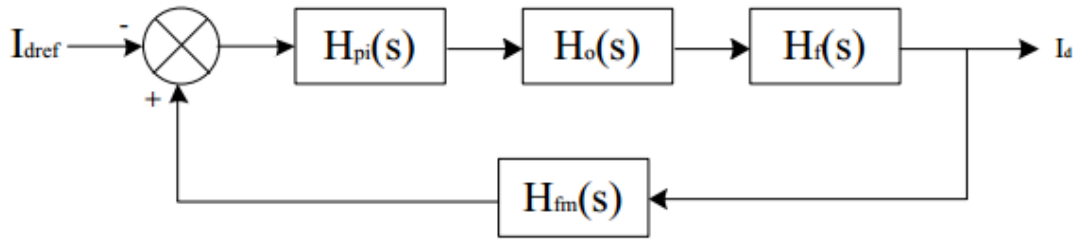


Figure IV- 4 : Boucle de régulation du courant d'axe directe

Tel que $H_{pi}(s)$ est la Fonction de transfert du régulateur.

$$\begin{cases} H_{pi}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \\ H_{pi}(s) = K_p \frac{1+sT_i}{sT_i} \end{cases} \quad (IV.7)$$

Avec $T_i = \frac{K_i}{K_p}$: est la constante du temps du régulateur.

$H_0(s)$ est la Fonction de transfert qui représente le retard provoqué par l'onduleur

$$H_0(s) = \frac{1}{1+sT_0} \quad (IV.8)$$

$T_0 = \frac{T}{6}$, Tel que T est la période du système.

$H_f(s)$ est la fonction de transfert qui décrit notre système. Elle décrit la variation du courant de sortie en fonction de la tension d'entrée.

$$\begin{cases} H_f(s) = \frac{1}{R+sL} \\ H_f(s) = \frac{\frac{1}{R}}{1+sT_f} \end{cases} \quad (IV.9)$$

$T_f = \frac{L}{R}$: est la constante de temps qui décrit le système.

$H_{fm}(s)$ représente la fonction de transfert du filtre de mesure qui engendre un retard afin de réduire les bruits indésirables dus à la mesure

$$H_{fm}(s) = \frac{1}{1+sT_{fm}} \quad (IV.10)$$

T_{fm} est la constante du temps du filtre de mesure.

On peut réduire notre modèle de régulation avec un retour unitaire comme suit (Figure IV-4) :

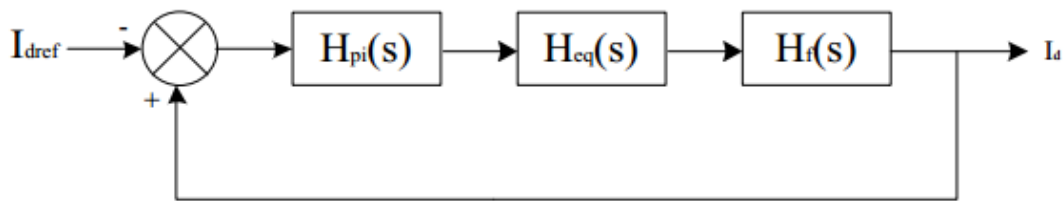


Figure IV- 5 : Boucle de régulation réduite du courant

On obtient un nouveau bloc représenté par deux fonctions de transfert, celle du retard d'onduleur et celle du filtre de mesure.

$$H_{eq}(s) = \frac{1}{1+sT_{eq}} \quad (IV.11)$$

T_{eq} Représente le retard provoqué par le filtre de mesure et d'onduleur.

$$T_{eq} = T_0 + T_{fm} \quad (IV.12)$$

En utilisant les fonctions de transfert précédentes, on peut tirer la fonction de transfert en boucle ouverte:

$$H_{BO}(s) = K_p \frac{1+sT_i}{T_i s} \frac{1}{1+sT_{eq}} \frac{1/R}{1+sT_f} \quad (IV.13)$$

Afin de rendre le système rapide, on doit compenser la constante du temps la plus lente T_f (équation IV.15), d'où la fonction de transfert du système devient comme suit:

$$H_{BO}(s) = \frac{\frac{K_p}{R}}{T_i s(1+sT_{eq})} \quad (IV.14)$$

$$T_i = T_f \quad (IV.15)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée comme suit:

$$H_{BF}(s) = \frac{H_{bo}(s)}{1+H_{bo}(s)} \quad (IV.16)$$

En remplaçant l'expression de la fonction de transfert en boucle ouverte dans l'équation (IV.17), et après simplification on trouve :

$$H_{BF}(s) = \frac{K_p}{T_i T_{eq} R} \frac{1}{s^2 + \frac{1}{T_{eq}} s + \frac{K_p}{T_i T_{eq} R}} \quad (IV.17)$$

On remarque que la fonction de transfert est du second ordre de la forme :

$$K(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (IV.18)$$

Par identification, on trouve :

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_p}{T_i T_{eq} R}} \\ \varepsilon = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_i R}{K_p T_{eq}}} \end{cases} \quad (IV.19)$$

Le facteur d'amortissement ε est pris égal à $\frac{1}{\sqrt{2}}$ afin d'avoir un meilleur temps de réponse avec un dépassement minimal. Ainsi on obtient :

$$\begin{cases} T_i = T_f \\ K_p = \frac{T_i R}{2T_{eq}} \end{cases} \quad (IV.20)$$

IV.3. Simulation

IV.3.1. Commande SPWM

On va examiner la commande active de la SPWM sur deux onduleurs mis en parallèle et connectés au réseau (même paramètres du circuit que dans les Chapitres II et III) [30].

IV.3.1.1. Cas où $I_{d1}=I_{d2}$ et $I_{q1}=I_{q2}$

On remarque sur la Figure IV-7 pour un choix identique des courants directs et indirects, que les courants générés par les deux onduleurs se superposent et que les courants I_d et I_q suivent la référence (Figure IV-6). Le courant dans la charge est équilibré et est égale à 1000 A. Par

conséquent, le système ne possède pas de courant de circulation. Cela peut être expliqué par la symétrie du système, car les deux onduleurs fournissent des tensions égales.

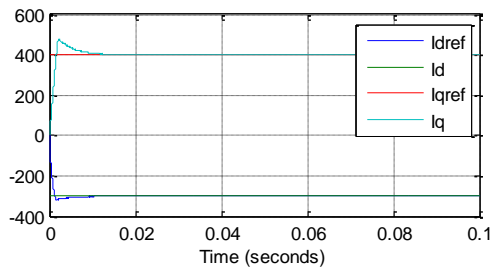


Figure IV- 6 : Les courants I_{d1} et I_{q1}

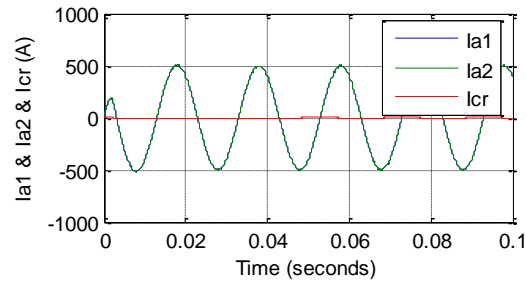


Figure IV- 7 : Les courants I_{a1} , I_{a2} et I_{cr}

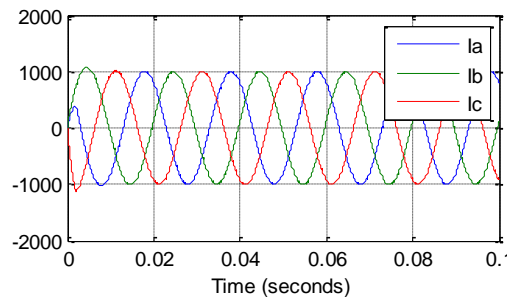


Figure IV- 8 : Le courant de charge

IV.3.1.2. Cas où $I_{d2}=1/2 I_{d1}$ et $I_{q2}=1/2 I_{q1}$

Les figures (IV-9, IV-10) illustrent le cas où les consignes du premier onduleur est égale au double de celui du deuxième. Les courants I_d , I_q suivent les références, les courants de ligne fournies par les deux onduleurs possèdent des amplitudes différentes telles que $I_2 = 1/2 I_1$ (Figure IV-11) ; le courant de charge a diminué par rapport au cas décrit dans le paragraphe IV.3.1.1. Le courant de circulation s'annule après une durée de 15ms.

On peut expliquer ces résultats par le fait que les consignes ont changé, donc le système devient asymétrique. La différence des courants générés par chacun des deux onduleurs provoque un chemin de circulation de courant, sa valeur est de 6A (Figure IV-12); le courant de charge a diminué par rapport à l'essai précédent à cause de la diminution de la consigne.

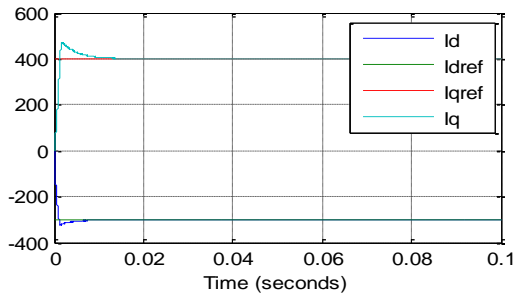


Figure IV-9 : Les courants I_{d1} et I_{q1}

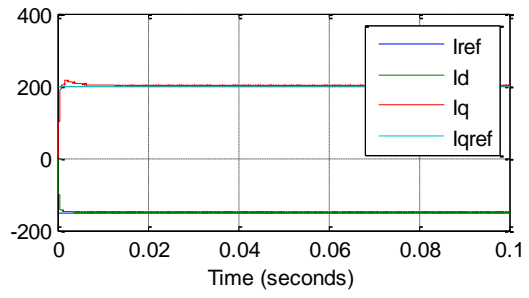


Figure IV-10 : Les courants I_{d2} et I_{q2}

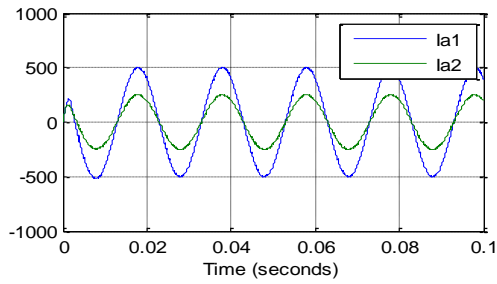


Figure IV-11 : Les courants I_{a1} et I_{a2}

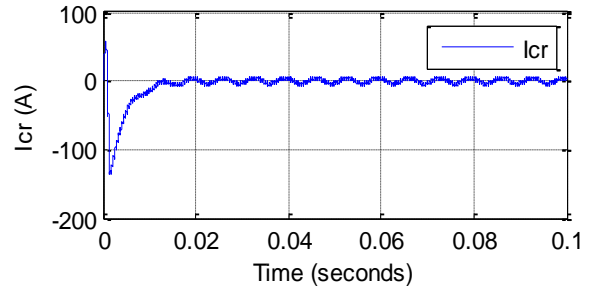


Figure IV-12 : Le courant de circulation

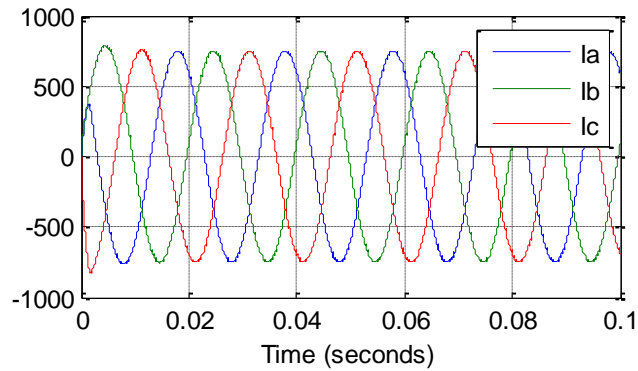


Figure IV-13 : Le courant de charge

IV.3.2. Commande SVPWM

On procèdera aux mêmes essais de simulation que ceux obtenus pour la SPWM.

IV.3.2.1. Cas où $I_{d1}=I_{d2}$ et $I_{q1}=I_{q2}$

La Figure IV-14 montre un suivi correct de la consigne, ce qui justifie le bon choix des paramètres du régulateur. L'égalité des courants de référence élimine le courant de circulation (Figure IV-15), ce qui donne la superposition des courants I_1 et I_2 ,

On remarque que le courant de charge est établi à la valeur de 1000 A, qui est égale à la somme des deux courants I_1 et I_2 .

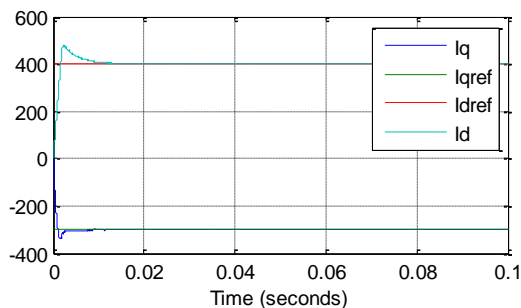


Figure IV-14 : Les courants I_{d1} et I_{q1}

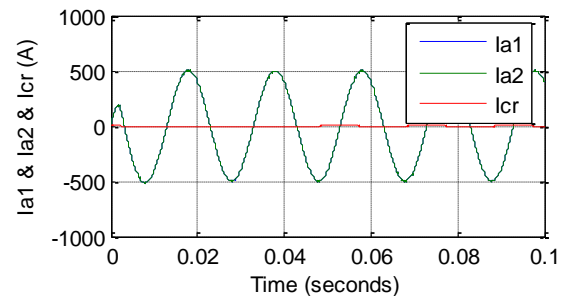


Figure IV-15 : Les courants I_{a1} et I_{a2}

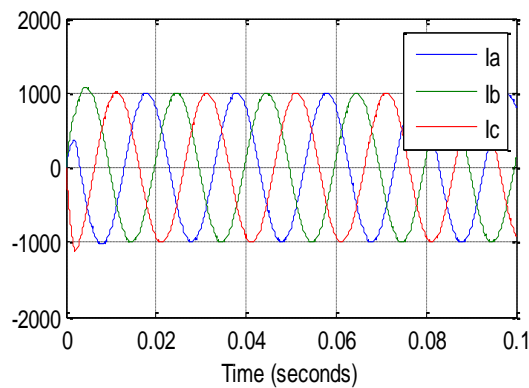


Figure IV-16 : Le courant de charge

IV.3.2.2. Cas où $I_{d2}=1/2 I_{d1}$ et $I_{q2}=1/2 I_{q1}$

Les courants I_d et I_q suivent la référence (Figure IV-17 et IV-18) ce qui justifie le bon choix des paramètres du régulateur PI. La différence entre les courants de références a généré un courant de circulation d'amplitude égal à 6% du courant de charge. Cela peut être expliqué par le fait que la puissance transférée par le premier onduleur est égale au double de celle

transférée par le deuxième onduleur. Le courant dans la charge a diminué car la puissance transférée au réseau par les deux onduleurs a baissée.

Le courant I_d est égale au double d' I_2 . La variation des courants de références dans le référentiel de Park influence seulement sur l'amplitude dans le référentiel abc (équation II.5).

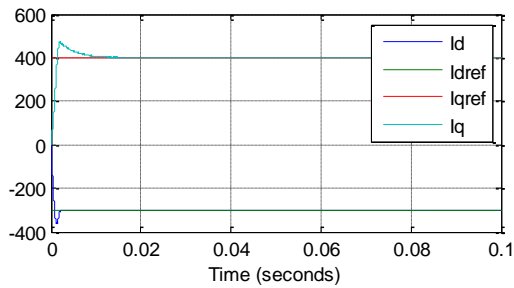


Figure IV-17 : Les courants I_{d1} et I_{q1}

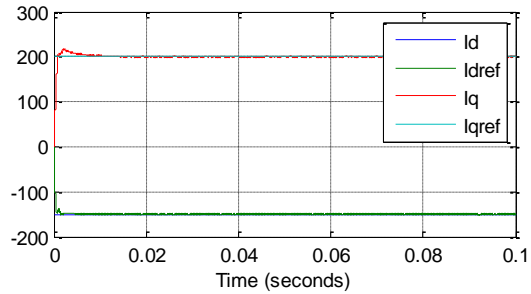


Figure IV-18 : Les courants I_{d2} et I_{q2}

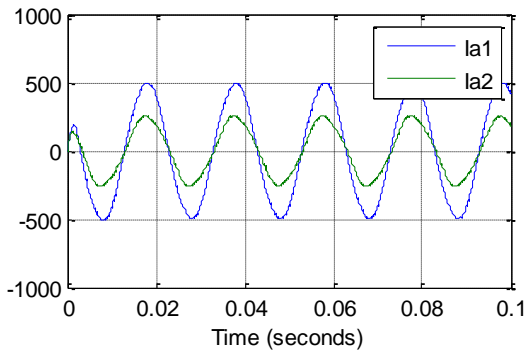


Figure IV-19 : Les courants I_{a1} et I_{a2}

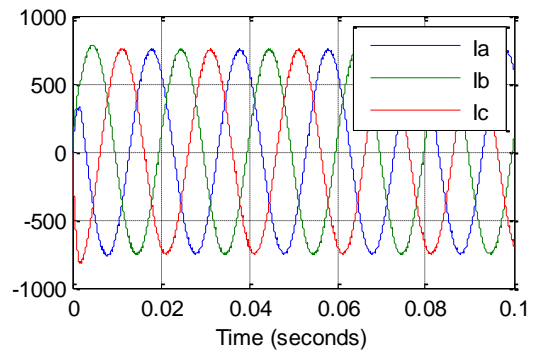


Figure IV-20 : Le courant de charge

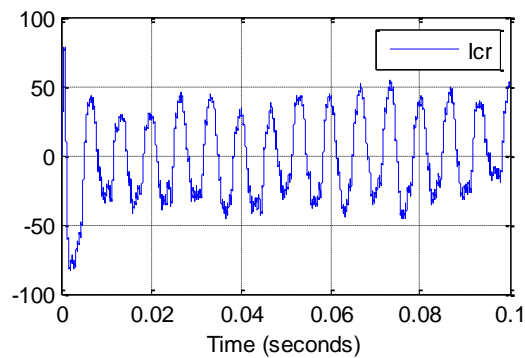


Figure IV-21 : Le courant de circulation

IV.4. Régulation de courant de circulation

Dans cet essai, une boucle de régulation a été introduite afin de réguler, à l'aide d'un régulateur PI, le courant de circulation par la référence '0'. Les Figures (IV-22, IV-23, IV-24, IV-25, IV-26) montrent les résultats de simulation pour une telle régulation.

On remarque un suivi correct de la consigne et que le courant de circulation a diminué atteignant les 4A (0.4% de courant de charge).

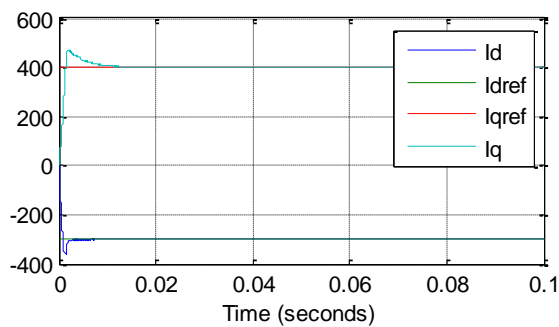


Figure IV-22 : Les courants Id2 et Iq2

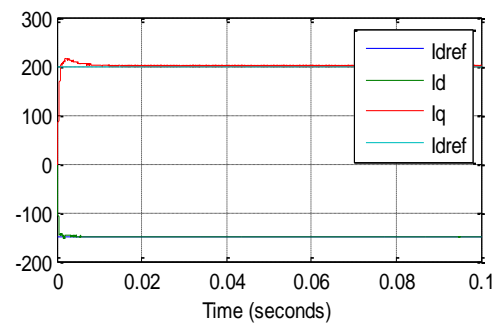


Figure IV-23 : Les courant Id1 et Iq1

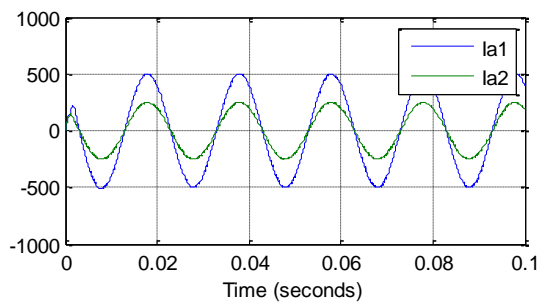


Figure IV-24 : Le courant de charge

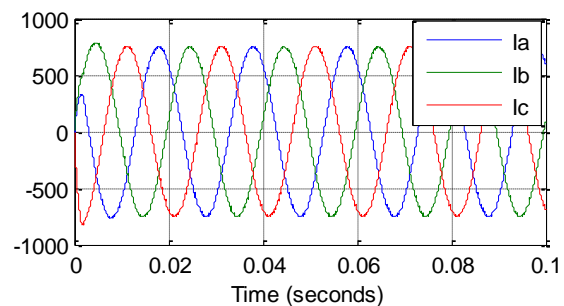


Figure IV-25 : Les courants Ia1 et Ia2

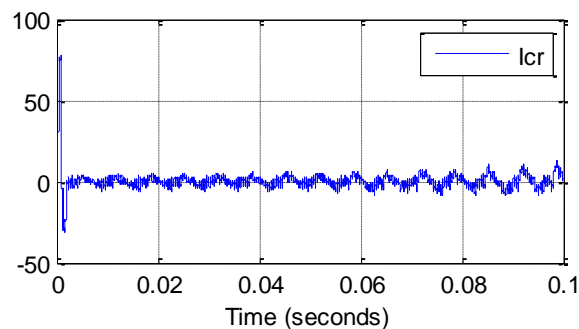


Figure IV-26 : Le courant de circulation.

IV.5. Comparaison des deux stratégies

Dans cette partie on s'intéresse au taux de distorsion des courants de sorties des onduleurs pour chaque commande afin de déterminer la meilleur stratégie de modulation. Les résultats obtenus ont été fait pour une faible valeur de l'impédance de ligne ($R=0.1\Omega$, $L=40\mu H$).

La Figure IV-27 montre un taux de distorsion égal à 11% pour la commande SPWM et un THD= 9% pour la commande SVPWM (Figure IV-28). De ce fait, la commande SVPWM donne de meilleures performances de système avec un minimum d'harmonique.

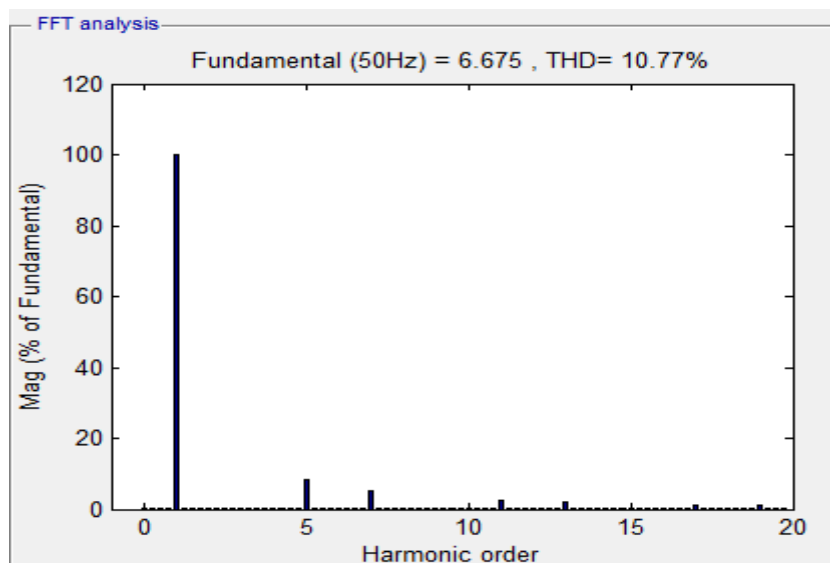


Figure IV- 27 : les harmoniques de courant de charge pour la commande SPWM

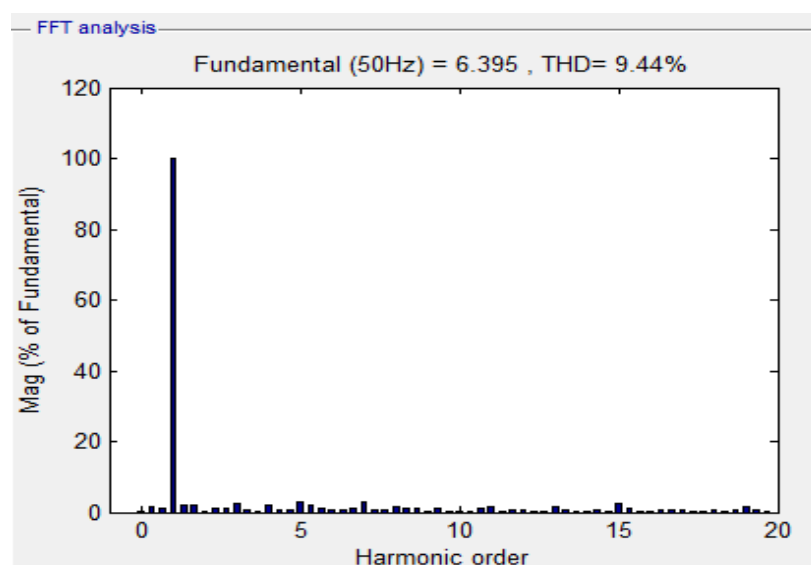


Figure IV-28 : les harmoniques de courant de charge pour la commande SVPWM

IV.6. Conclusion

À partir des résultats de simulation on peut conclure que la commande active sert à imposer le partage de puissance entre modules onduleurs, et cela provoque un courant de circulation.

La régulation de ce courant de circulation nécessite un régulateur PI avec un choix judicieux de ses paramètres. L'élimination de ce courant ne suffit pas pour le bon fonctionnement du système mais cela permet de conserver la puissance transmise vers le réseau.

Les techniques de modulation utilisées dans cette étude (SPWM et SVPWM) fournissent des résultats quasiment similaires, mais on remarque que la SVPWM élimine en mieux les harmoniques (THD= 9%).

CONCLUSION GENERALE

La demande croissante d'énergie électrique dans le monde rend les énergies fossiles insuffisantes pour la production de cette dernière. Différentes solutions de substitution ont été envisagées.

Les sources d'énergie renouvelable nécessitent plusieurs conversions avant qu'elles ne soient transmises aux consommateurs. Dans les applications de fortes puissances, nous devrions utiliser des structures permettant d'obtenir un fort courant de sortie. La mise en parallèle des onduleurs est souvent utilisée, car elle permet de transférer plus de courant que dans le cas d'un seul onduleur. Elle concerne la conception de modules de forte puissance intégrés plus fiables, en garantissant une meilleure répartition des contraintes électriques. Le bon fonctionnement du système impose un partage équitable de la puissance le long des onduleurs. Après un rappel de la modélisation de la mise en parallèle connectée à un réseau, nous avons alors développé l'analyse de cette structure pour deux types de modulations.

La modulation SPWM a été appliquée pour un système de deux onduleurs mis en parallèle connectés au réseau. Le choix des paramètres de la modulante ainsi que les paramètres du circuit ont un effet direct sur le mode de fonctionnement de la structure et la variation du courant de circulation. Dans le cas d'une charge déséquilibrée, un algorithme pour le calcul des nouveaux paramètres de la modulante, et ce pour minimiser le courant, nécessite d'être établi. L'application de la modulation SVPWM est introduite. Les résultats de cette stratégie sont analysés et montrent l'impact des paramètres de la structure sur le courant de circulation.

L'introduction d'une commande active pour les deux modulations SPWM et SVPWM, ont montré que le choix des courants de référence a imposé la puissance transmise par chaque onduleur. Un partage asymétrique de la puissance risque de compromettre le fonctionnement de la structure. Par ailleurs, l'analyse du taux de distorsion des courants générés par les onduleurs montre que la technique SVPWM donne de meilleurs résultats.

Nous utilisons un régulateur de type PI afin d'éliminer l'erreur statique et assurer la rapidité du système, pour ce faire on doit calculer ses paramètres en boucle fermée, et cela dépend essentiellement des paramètres du circuit tel que : le filtre, la fréquence d'échantillonnage (modulation), retard de l'onduleur créé par la commutation des interrupteurs.

Plusieurs points concernant la mise en parallèle des onduleurs peuvent faire l'objet d'un futur travail. On peut citer :

Conclusion Générale

- L'étude de la structure avec l'insertion d'une PLL (phase locked loop).
- La régulation du courant de charge et des courants de circulation dans le cas de l'insertion d'une charge déséquilibrée.
- Validation expérimentale de la modélisation moyenne et de la régulation mise en œuvre.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Observer, l'observatoire des Energies renouvelables, “ La production d'électricité d'origine renouvelable dans le monde “, Quinzième inventaire, Edition 2013.
- [2] Observer, l'observatoire des Energies renouvelables, “ La production d'électricité d'origine renouvelable dans le monde “, Neuvième inventaire, Edition 2007.
- [3] <http://www.lemonde.com/energies>, 15 May 2016.
- [4] C. Gombert, “Simulation temps réel des dispositifs d'Electronique de Puissance dédiés aux réseaux d'énergie électrique”, Institut National Polytechnique de Grenoble INPG, 2005.
- [5] G. Pinson, “Onduleurs“, Cours de physique appliquée, Académie d'Aix-Marseille, 2008
- [6] S. Rehala, N. Chahmi, “Etude et Réalisation d'un Onduleur MLI Triphasé pour Banc d'Essai Avion “, Projet de fin d'études, EMP, 2004.
- [7] R. Grezard, “Commande de composants grand gap dans un convertisseur de puissance synchrone sans diode “, Université de Grenoble, 2014.
- [8] F. Berrezzek, “ Etude des différentes techniques de commande des onduleurs à MLI associés à une machine asynchrone “, thèse de Magistère, Université BADJI MOKHTAR ANNABA, 2006.
- [9] D. Sasi, J. Kuruvilla, “ Modelling and Simulation of SVPWM Inverter fed Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive “, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 2, pp. 1947-1952, May 2013.
- [10] P. O. Jeannin, “ Le transistor MOSFET en commutation : Application aux associations série et parallèle de composants à grille isolée”, Sciences de l'ingénieur, Institut National Polytechnique de Grenoble INPG, 2001.
- [11] Z. Ye, D. Boroyevich, J. Y. Choi, F. Lee, “Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers “, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, September 2002.
- [12] B. M. Jassim, B. Zahawi, D. Atkinson, “Control of parallel connected three-phase PWM converter without inter-module reactors”, Journal of Power Electronics, Vol. 15, No. 1, pp. 116-122, January 2015.
- [13] C. Lim, K. Lee, R. Kim, D. Hyun, “Analysis and modeling of parallel three-phase boost converters using three-phase coupled inductor “, J Electr Eng Technol, Vol. 8, No. 5, pp. 1086-1095, 2013.
- [14] C. A. Sanz, J. Gonzalez, J. Vazquez, “ Circulating current produced in a system of two inverters connected in parallel due to a difference between the zero-vector parameters “, International Journal of Renewable Energy and Biofuel, Vol. 9, 2013.
- [15] X. Fu, J. Li, H. Xu, “ Modeling and simulation of parallel-operation grid-connected inverter “, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 5, No 4, pp. 978-984, August 2008.

- [16] Y. Zhang, Z. Jiang, “Sliding mode based zero-sequence current mitigation of parallel-connected power converter”, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, pp. 1658-1663, September 2009.
- [17] C. Sanz, J. Gonzalez, J. Vazquez, “Circulating current produced in a system of two inverters connected in parallel”, International Journal of Electrical, Electronics and Computer Systems, Vol.15, No. 2, August 2013.
- [18] J. Kimball, J. T. Mossoba, P. Krein, “Control technique for series input-parallel output converter topologies”, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 16, pp. 1441-1445, March 2005.
- [19] M. Purhonen, “Minimizing circulating current in parallel-connected photovoltaic inverters”, Thèse Doctorat, University of Technologie, Finland, December 2014.
- [20] N. Seki, H. Uchino, “Which is better at a high power reactive power compensation system, high PWM frequency or multiple connection”, IEEE Industry Applications Society Annual Conference, pp. 946-953, 1994.
- [21] C. Burlacu, E. Masada, “Bilinear approach for the parallel connected multiconverter and the respective control”, International Power Electronics & Motion Control Conference, Budapest, Hungary, Vol.1, pp. 201-209, Sept. 1996.
- [22] T. Zebbadji, “Etude et modélisation de la mise en parallèle des onduleurs modulaires connectés au réseau”, Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, Septembre 2015.
- [23] F. Petruzzello, P. D. Ziogas, G. Joos, “A novel approach to paralleling of converter units with true redundancy”, IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 808-813, 1990.
- [24] T. F. Wu, K. Siri, C. Q. Lee, “Reliability improvement in parallel connected Converter systems”, IEEE Industrial Electronics Annual Conference, pp. 429-434, 1991.
- [25] C. Keller, Y. Tadros, “Are paralleled IGBT modules or paralleled IGBT inverters the better choice?”, European Power Electronics Conference, pp.1-6, Brighton, 1993.
- [26] L. Matakas Jr., C. Burlacu, E. Masada, “The connection of converters instead of semiconductor power device – a high performance solution for the MVA range of power converters,” Journal of Circuits, Systems and Computers, Vol. 5, No. 3, pp. 503-521, 1995.
- [27] T. Kawabata and S. Higashino, “Parallel operation of voltage source inverters,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 2, pp. 281-287, March/April 1988.
- [28] S. Ogasawara, J. Takagaki, H. Akagi, “A novel control scheme of a parallel current-controlled PWM inverter”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 5, pp. 1023-1030, September/October 1992.
- [29] Z. Ye, D. Boroyevich, J. Y. Choi, and F. C. Lee, “Control of circulating current in parallel three-phase boost rectifiers,” IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 506-512, 2000.

- [30] N. Kawakami, "Quick Response and Low-Distortion Current Control For Multiple Inverter-Fed Induction Motor Drives," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, no. 2, pp. 240-247, March 1994.
- [31] M. C. Chandorkar, D. Divan, and R. Lasseter, "Control techniques for dual current source GTO inverters," PCC-Yokohama'93, pp. 659-665, 1993.
- [32] N.PATIN, "Onduleur triphasé et MLI vectorielle", Cours de l'ENS de Cachan, non édité, France, Mars 2004.
- [33] H. W. Van Der Broeck, H. C. Skudelny, G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors", IEEE Transactions On Industrial Applications, Vol. 24, No. 1, pp. 142-150, Jan./Feb. 1988.
- [34] Guichi Omar, "La mise en parallèle des onduleurs selon la technique maitre/esclave", thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, 2009.
- [35] A.Merdassi, "Outil d'aide à la modélisation moyenne de convertisseurs statiques pour la simulation de systèmes mécatronique", Thèse de doctorat, institut polytechnique de Grenoble, Mai 2009.
- [36] Toni Itkonen, "Parallel-operating three-phase voltage source inverters circulating current modeling, analysis and mitigation", Lappeenranta, Finland, 2010.
- [37] A.Merdassi, L.Gerbaud, S.Bacha, "A New Automatic Average Modeling Tool for Power Electronics Systems", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008, PESC 2008, Greece Rhodes, 15-16 June 2008 pp3425-3431.
- [38] S. Mizoguchi, "PWM control apparatus for inter-phase reactor multiplex inverter United", States Patent: US4802079, Jan. 31, 1989.
- [39] J-K Ji and S-K Sul, "Operation analysis and new current control of parallel connected dual converter system without inter-phase reactors", IEEE Industrial Electronics Annual Conference, pp. 235-240, 1999.
- [40] Y. Komatsuzaki, "Cross current control for parallel operating three-phase inverter", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 943-950, 1994.
- [41] M. Mi'skiewicz, A. Johannesen, "Control of parallel inverters ", Conference for M.Sc. Energy, pp. 1-6, January 2009
- [42] F. Petruzzello, P. D. Ziogas, G. Joos, "A novel approach to paralleling of converter units with true redundancy", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 808-813, 1990.
- [43] T. F. Wu, K. Siri, and C. Q. Lee, "Reliability improvement in parallel connected converter systems", IEEE Industrial Electronics Annual Conference, pp. 429-434, 1991.