

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

Mémoire de Fin d'Etudes

DeMASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : Réseaux Electriques

Présenté par

IBERSIENE Thanina

KACHIH Souad

Thème

Etude Et Simulation d'un Onduleur Multiniveaux Asymétrique

Mémoire soutenu publiquement le 25septembre 2014 devant le jury composé de :

M Slimane RABAHALLAH

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Président

M Ahmed CHALLAL,

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Rapporteur

Mlle Rahma KACHENOURA

Maitre Assistante Classe A, UMMTO, Examineur

M Karim HADJ SAID

Maitre Assistant Classe A, UMMTO, Examineur

Remerciements

Au terme de ce travail, nous voudrions adresser nos sincères remerciements à nos promoteurs M. AhmedCHALLAL et Mlle. Rahma KACHENOURA pour la confiance qu'ils nous ont témoignée en nous proposant ce sujet. Nous aimerons leur adresser nos vifs remerciements pour leur disponibilité, leur dynamisme et leurs encouragements tout au long de ce projet.

Nous tenons à remercier tous les membres du Département Electrotechnique et tous nos enseignants.

Nos remerciements s'adressent à tous les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de juger notre travail.

Nos remerciements vont aussi à tous ceux et celles qui ont participé de près ou de loin à l'élaboration du présent travail, à tous nos amis et collègues pour leur soutien moral tout au long de la préparation de ce travail.

Dédicaces

C'est avec l'aide et la grâce d'ALLAH que nous avons achevé ce travail, que je dédie :

A Ceux qui se sont toujours dévoués et sacrifiés pour moi

A Ceux qui m'ont aidé du mieux qu'ils pouvaient pour réussir ;
ceux qui m'ont accompagné tout au long de ce parcours périlleux ;
ceux qui ont toujours été là dans mes moments de détresse

A Ceux qui n'ont jamais cessé de prier pour moi

A mes très chers parents

A mes frères et sœurs

A toute ma grande famille

A mon binôme SOUAD et toute sa famille

A Tous mes enseignants du primaire jusqu'à aujourd'hui

A Tous mes amis

A Tous ceux et celles dont les noms n'ont pu être cités.

Thanina

Dédicaces

C'est avec l'aide et la grâce d'ALLAH que nous avons achevé ce travail, que je dédie :

A Ceux qui se sont toujours dévoués et sacrifiés pour moi

A Ceux qui m'ont aidé du mieux qu'ils pouvaient pour réussir ;
ceux qui m'ont accompagné tout au long de ce parcours périlleux ;
ceux qui ont toujours été là dans mes moments de détresse

A Ceux qui n'ont jamais cessé de prier pour moi

A mes très chers parents

A mes sœurs et frères

A toute ma grande famille

A mon binôme Thanina et toute sa famille

A Tous mes amis

A Tous ceux et celles dont les noms n'ont pu être cités.

SOUAD

Sommaire

Introduction Générale	1
Chapitre 1. Etat de l'art des Onduleurs Multiniveaux	3
1.1. Introduction.....	3
1.2. Les onduleurs multiniveaux.....	3
1.2.1. Topologie NPC classique	3
1.2.2. Les onduleurs multiniveaux à condensateur flottant (ou FC).....	4
1.2.3. Les onduleurs multiniveaux en pont en H (H-Bridge)	5
1.2.4. Onduleurs multiniveaux asymétriques	6
1.3. Comparaison entre les différentes structures	7
1.3.1. Structure NPC.....	7
1.3.2. Structure à condensateur flottant (ou FC).....	8
1.3.3. Structure en pont H (H-Bridge)	8
1.3.4. Structure hybride	9
1.4. Conclusion	9
Chapitre 2. Les onduleurs multiniveaux asymétriques	10
2.1. Introduction.....	10
2.2. Propriétés des principales structures.....	10
2.2.1. Classification des topologies selon leur alimentation.....	10
2.2.2. Nombres de composants nécessaires	10
2.3. Stratégies de commande des onduleurs multiniveaux	13
2.3.1. Commande par paliers	13
2.3.2. Modulation Sinusoïdale (MS).....	13
2.4. Techniques de modulation et dimensionnement [1]	20
2.5. Nombre de niveaux atteignables[1]	21
2.6. Alimentation des onduleurs multiniveaux asymétriques.....	23
2.7. Variantes d'onduleurs multiniveaux asymétriques [2]	23
2.8. Des caractéristiques des semi-conducteurs à l'intérêt des onduleurs multiniveaux asymétriques.....	24
2.8.1. Définition de la tension de service.....	24
2.8.2. Définition de la fréquence de pulsation.....	24
2.8.3. Caractérisation des pertes des interrupteurs usuels	25
2.8.4. Expressions des pertes en fonction de la structure	30
2.8.5. Comparaison des pertes	32
2.9. Terminologie des convertisseurs multiniveaux	36
2.9.1. Concept de dissymétrie totale.....	36
2.9.2. Concept de dissymétrie partielle.....	36
2.9.3. Convertisseur multiniveaux symétrique (à cinq niveaux)	36
2.9.4. Convertisseur multiniveaux asymétrique	37

2.9.5. Convertisseur multiniveaux à pas uniforme	37
2.9.6. Quelques possibilités d'application[3]	38
2.10. Conclusion	39
Chapitre 3. Les onduleurs multiniveaux asymétriques à cinq niveaux.....	40
3.1. Introduction.....	40
3.2. Schéma d'une cellule d'hybridation en cascade d'onduleurs multiniveaux...	40
3.3. Structure de l'onduleur multiniveaux asymétrique à k cellules partielles	40
3.4. Modèle d'un onduleur multiniveaux asymétrique à cellules cascades à cinq niveaux	41
3.4.1. Schéma de montage	41
3.4.2. Modèle mathématique	42
3.5. Conclusion	48
Chapitre 4. Résultats de simulation de l'ensemble onduleur multiniveaux-Machine asynchrone.....	50
4.1. Introduction :	50
4.2. Les paramètres de simulation	50
4.3. Interprétation des résultats de la simulation	Erreur ! Signet non défini.
4.4. Les différentes courbes obtenues :	50
4.5. Conclusion	65
Conclusion générale et perspective	67
Références Bibliographiques	69
Annexes	I

Liste de Figure.s

Figure. 1.1. Onduleur NPC à trois niveaux.	4
Figure.1.2. Onduleurs MPC à quatre niveaux.	4
Figure.1.3. Onduleurs multicellulaires série(FC).	4
Figure.1.4. Structure d'un onduleur H-Bridge classique.	5
Figure.1.5. Structure d'un onduleur en pont H.	5
Figure.1.6. Structure d'un onduleur en pont de Vienna.	6
Figure.1.7. Exemple de topologies hybrides: Mise en série d'un NPC et d'un pont en H.	7
Figure.2.1. Forme d'onde multiniveau (7 niveaux) générée par une commande par paliers et tensions aux bornes de trois cellules en série sur une phase....	13
Figure.2.2. MLI classique intersective.	14
Figure.2.3. Principe de la MLI à doubles triangles.....	15
Figure.2.4. Modulation sinusoïdale modifiée.	16
Figure.2.5. Circuit analogique qui ajoute la séquence de zéro pour SFO-PWM.....	17
Figure.2.6. Forme d'ondes des multi porteuses pour une commande basée sur la SFO-PWM (k = 6, mf = 21, ma = 0.8).....	18

Figure.2.7. Les trois stratégies importantes de commande pour le multiniveaux.	19
Figure.2.8. Modulation des niveaux d'un convertisseur asymétrique.	20
Figure.2.9. Nombre de niveaux atteignable.	20
Figure.2.10. Alimentation d'un moteur par onduleurs.	24
Figure.2.11. Grandeurs définissant les pertes.	23
Figure.2.12. Schéma de la cellule de commutation étudiée.	24
Figure.2.13. Caractéristiques des principaux semi-conducteurs en fonction de leur tension de service	25
Figure.2.14. Comparaison de la chute de tension en valeur relative et des temps de commutation pour différentes topologies : pont monophasé (\diamond), pont triphasé (Δ), onduleur multiniveaux symétrique à 2 cellules (\circ), onduleur multiniveaux asymétrique (\times).....	26
Figure.2.15. Comparaison des pertes pour différentes topologies et fréquences de commutation : pont triphasé (Δ), pont monophasé et onduleurs 3 niveaux triphasé (\diamond), onduleurs 5 niveaux (\circ), onduleurs multiniveaux asymétriques 9 niveaux avec un rapport de 3 entre 1.....	30
Figure.2.16. Comparaison des pertes pour un onduleur multiniveaux symétrique en fonction du nombre de cellules et de la fréquence de commutation : 1 cellule (\circ), 2 cellules (\times), 3 cellules (Δ), 4 cellules (\diamond).....	34
Figure.2.17. Comparaison des pertes pour un onduleur multiniveaux asymétrique en fonction du rapport des tensions et de la fréquence de commutation : rapport 2 (\times), rapport 3 (Δ) rapport 4 (\diamond).....	35
Figure.2.18. Comparaison des pertes entre onduleurs multiniveaux symétriques et asymétriques en fonction du taux de commutation simultanées, de la tension de service et de la fréquence de commutation ; structures asymétrique avec taux de commutation de 0 % (\circ), 10	35
Figure.2.19. Comparaison des pertes entre une combinaison asymétrique de cellules comprenant un onduleur 2 niveaux et : 1 (+) ou 2 (\times) cellules 3 niveaux ; une combinaison de cellules comprenant un onduleur trois niveaux et 1 (\circ) ou 2 (*) cellules 3 niveaux ; une c.....	36
Figure.2.20. Exemple de forme d'onde d'un convertisseur multiniveaux.	38
Figure.3.1. Onduleur hybride en cascade.	
Figure.3.2. Mise en série de k onduleurs partiels monophasés par phase (structure cascade).[8].....	40
Figure.3.3. Structure d'un onduleur multiniveaux asymétrique à cellules cascadiées à cinq niveaux.....	41
Figure.3.4. La structure d'une phase d'un onduleur multiniveaux asymétrique à cellules cascadiées.	42
Figure.3.5. La cellule de commutation.	42
Figure.3.6. Structure matricielle de l'onduleur en demi-pont.	43
Figure.3.7. Onduleur en pont monophasé.....	44
Figure.4.1. Tension simple	50
Figure.4.2. Spectre de la tension simple.	50
Figure.4.3. Spectre de la tension simple (zoom).	51
Figure.4.4. Courant dans la phase a de la machine.....	51
Figure.4.5. Spectre de courant (zoom).....	52

Figure.4.6. Tension composée.	52
Figure.4.7. Spectre de la tension composée.	53
Figure.4.8. Spectre de la tension composée (zoom).	53
Figure.4.9. Couple électromagnétique.	54
Figure.4.10. Couple électromagnétique en régime permanent.	54
Figure.4.11. Tension simple.	55
Figure.4.12. Spectre de la tension simple.	55
Figure.4.13. Spectre de la tension simple (zoom)	56
Figure.4.14. Courant dans la phase a de la machine.	57
Figure.4.15. Spectre de courant (zoom).	57
Figure.4.16. Tension composée.	58
Figure.4.17. Spectre de la tension composée.	58
Figure.4.18. Spectre de la tension composée (zoom).	59
Figure.4.19. Couple électromagnétique.	59
Figure.4.20. Couple électromagnétique au régime permanent(zoom).	60
Figure.4.21. Tension simple.	60
Figure.4.22. Spectre de la tension simple.	61
Figure.4.23. Spectre de la tension simple (zoom).	61
Figure.4.24. Courant dans la phase a de la machine.	62
Figure.4.25. Spectre de courant dans la phase a de la machine.	62
Figure.4.26. Tension composée.	63
Figure.4.27. Spectre de la tension composée.	63
Figure.4.28. Spectre de la tension composée (zoom).	64
Figure.4.29. Couple électromagnétique.	65
Figure.4.30. Couple électromagnétique en régime permanent(zoom).	65

Liste des Tableaux

Tableau 2.1. Tableau comparatif pour des onduleurs à trois (03) niveaux.	11
Tableau 2.2. Tableau comparatif pour des onduleurs à cinq (05) niveaux.	11
Tableau 2.3. Tableau comparatif pour des onduleurs à sept niveaux.	11
Tableau 2.4. Tableau comparatif pour des onduleurs à k+1 niveaux.	11
Tableau 2.5. Tableau comparatif modifié 1 entre des onduleurs à k+1 niveaux.	12
Tableau 2.6. Tableau comparatif modifié 2 entre des onduleurs à k+1 niveaux.	12
Tableau 2.7. Pertes de différents composants extraites des données constructeurs.	28
Tableau 3.1. Niveaux de tension générant un onduleur multiniveaux asymétrique avec une commande unipolaire.	48

Introduction Générale

Pour améliorer la conversion d'énergie, l'attention des chercheurs électrotechniciens fut attirée et de grands efforts ont été consacrés en parallèle portant, essentiellement, sur l'architecture des convertisseurs, sur leurs algorithmes de commande, ainsi que sur la synthèse des circuits de commande.

Ces dernières années, les convertisseurs statiques sont de plus en plus exploités dans des applications diverses. On les retrouve dans des applications domestiques, le transport ferroviaire, urbain ou maritime, et même dans plusieurs industries. Certaines d'entre elles exigent une alimentation électrique à haute ou moyenne tension, facilement réglable et ayant de bonnes performances spectrales.

Pour contourner la limitation en tension de blocage des principaux interrupteurs de puissance, de nouvelles techniques ainsi que de nouvelles topologies de convertisseurs ont été développées.

Le concept d'utilisation des onduleurs à plusieurs niveaux de tensions a été breveté par un chercheur du MIT il y a une trentaine d'années [9]. Les convertisseurs multiniveaux, avec des topologies hybrides, présentent des options maintenant largement approuvées.

Ces convertisseurs sont dits multiniveaux, car ils génèrent des tensions formées de plusieurs niveaux (généralement plus de deux).

Parmi les onduleurs multiniveaux, les onduleurs symétriques sont composés de cellules identiques dont la topologie est généralement le pont en H. Au contraire, les convertisseurs multiniveaux asymétriques et aussi appelé hybride, traités dans ce mémoire, combinent des cellules haute tension composées d'interrupteurs présentant peu de pertes par conduction avec des cellules basse tension composées d'interrupteurs présentant peu de pertes par commutation. Le rôle des cellules est distinct, l'objectif étant d'une part d'obtenir un convertisseur présentant globalement de meilleures performances, en termes de rendement, et d'autre part d'obtenir une résolution plus élevée avec le même nombre de cellules.

Le but général du présent travail est de démontrer qu'avec la topologie hybride, il est possible d'augmenter le nombre de niveaux par rapport à un convertisseur présentant le même nombre de cellules symétrique et même de diminuer le taux de distorsion harmonique, et pour le démontrer un contrôle de ces paramètres sera réalisé, comme exemple d'application sur un ensemble onduleur - machine asynchrone.

Ce mémoire est subdivisé en quatre chapitres :

Le chapitre 1 décrit les convertisseurs multiniveaux : l'état de l'art et les différentes topologies.

Le chapitre 2 présente la topologie hybride avec ses modes d'alimentation, sa commande et son niveau de tension qu'il peut générer.

Le chapitre 3 montre un modèle mathématique [19],[18] de l'onduleur hybride à cinq niveaux modélisé par des fonctions de connexion et de conversions.

Le chapitre 4 présente l'analyse par simulation [15],[16],[17] de l'onduleur étudié ainsi que le résultat de cette dernière.

Le mémoire se termine par une conclusion générale.

Chapitre 1. Etat de l'art des Onduleurs Multiniveaux

1.1. Introduction

Avant de commencer l'exploration de nouvelles topologies de convertisseur, il est nécessaire de présenter les structures de conversion multiniveaux les plus classiques. L'histoire de la conversion multiniveaux commence dans les années 60. La première structure décrite est une mise en série de pont en H. Puis dans la fin des années 70 est apparu le convertisseur clampé par l neutre (NPC). Cette structure est considérée comme le premier convertisseur multiniveaux pour des applications de moyennes puissances.

Depuis, de nombreuses travaux ont été proposés pour étudier ses propriétés et les évolutions possibles de cette structure. Dans les années 90, les recherches vers de nouvelles structures se sont portées vers les convertisseurs multicellulaires série, aussi connu dans la littérature sous le nom de **Flying Capacitor** (FC). C'est à la fin des années 90 qu'est né le convertisseur multicellulaire superposé, cette structure est une suite de la réflexion sur les convertisseurs multicellulaires série. Ces structures peuvent être considérées comme les structures de base de la conversion multiniveaux. Beaucoup de propriétés de ces structures sont communes avec les nouvelles structures, c'est pour cette raison que dans un premier temps, ces structures seront présentées.

Ce chapitre comprend deux parties. Tout d'abord, nous effectuons une présentation des différentes catégories d'onduleurs multiniveaux et les différentes topologies. Ensuite, nous décrivons les points forts et les points faibles des onduleurs existants, nous concluons sur les objectifs souhaités pour la nouvelle structure d'onduleur développé dans la suite de notre étude.

1.2. Les onduleurs multiniveaux

1.2.1. Topologie NPC classique

L'onduleur Neutral Point Clamped (NPC) a été proposé par Baker dans les années 70 [1]. Il permet d'avoir un niveau impair de tension. Le premier onduleur NPC a été développé pour une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte. Après le premier onduleur NPC breveté par Baker, d'autres chercheurs ont développé d'autres structures basées sur la NPC. L'onduleur NPC permet de disposer d'un nombre impair de niveaux dans le motif de la tension en sortie. Tandis que, l'onduleur Multiple point Clamped (MPC) a été développé dans les années 90 pour un nombre pair de niveaux. Ces deux types d'onduleurs sont montrés sur la figure.1.1 et la figure.1.2.

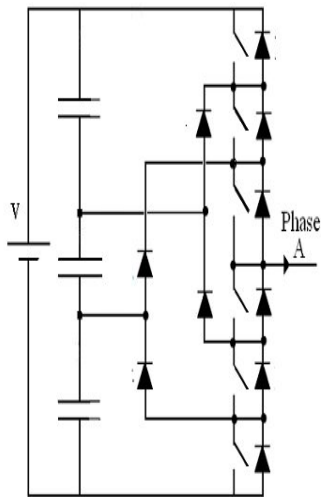


Figure.1.2. Onduleurs MPC à quatre niveaux.

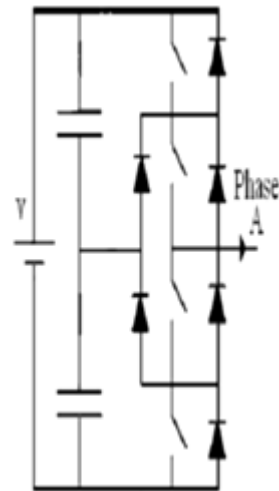


Figure.1.1. Onduleur NPC à trois niveaux.

1.2.2. Les onduleurs multiniveaux à condensateur flottant (ou FC)

Le convertisseur à condensateurs flottants (**FlyingCapacitorMultilevelInverters**) ou convertisseur multicellulaire est une topologie de conversion d'énergie qui repose sur la mise en série d'interrupteurs commandés. Elle est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par **Meynard et Foch [1]**. Cet onduleur est obtenu par raccordement de cellules de condensateurs de bouclage. Le premier avantage de cette topologie est l'absence des diodes de bouclage propres aux topologies des onduleurs NPC et MPC. De plus, les contraintes en tension imposées aux composants de puissance sont naturellement limitées : on note une faible valeur de dv/dt aux bornes des composants. Des redondances de commutation dans les séquences de fonctionnement introduisent des états qui peuvent être utilisés pour le maintien de l'équilibre des tensions des condensateurs. Ainsi, par phase, une seule source DC est nécessaire. Les onduleurs FC peuvent présenter un nombre pair ou impair de niveaux, comme le montre la figure.1.3.

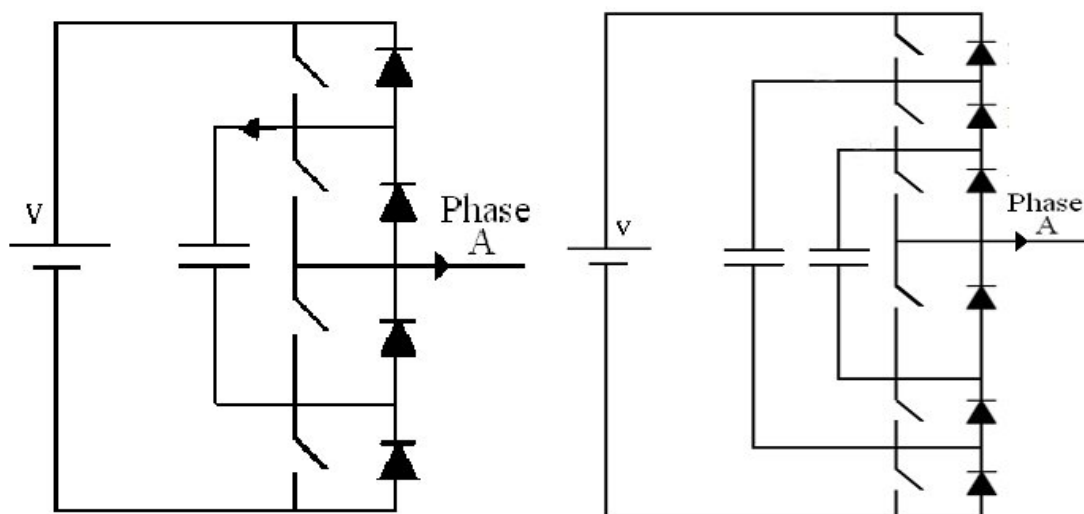


Figure.1.3. Onduleurs multicellulaires série(FC).

1.2.3. Les onduleurs multiniveaux en pont en H (H-Bridge)

1.2.3.1. Onduleurs en pont (H-Bridge en anglais) classiques

En 1975 est apparu le premier modèle d'onduleur à thyristors en pont H (Onduleur de Mc Murray). L'association série de plusieurs ponts permet de recueillir en sortie une tension synthétisée représentant en amplitude la somme des tensions de sortie partielles et de forme approximant une onde sinusoïdale. En 1988, la première application d'onduleur en pont H a vu le jour pour la stabilisation des plasmas. [6]

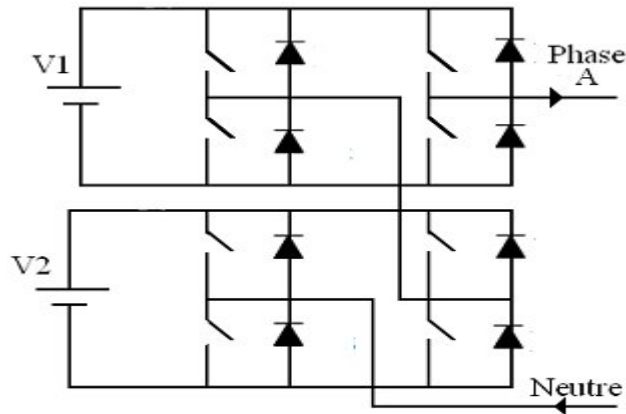


Figure.1.4. Structure d'un onduleur H-Bridge classique.

1.2.3.2. Topologies basées sur le pont en H

Une autre structure couramment utilisée des onduleurs en pont H est la topologie parallèle de phase. Dans cette topologie chaque phase est connectée à un onduleur en pont H et reliée à un transformateur par des bobines d'interphase composées des enroulements de transformateurs avec différents rapports de transformation. Le grand avantage de cette structure est qu'elle utilise une seule source de tension continue, et par le biais des bobines d'interphase elle est utilisable pour les courants élevés, bien que les échelles de tension et de courant des transistors soient réduites. [7]

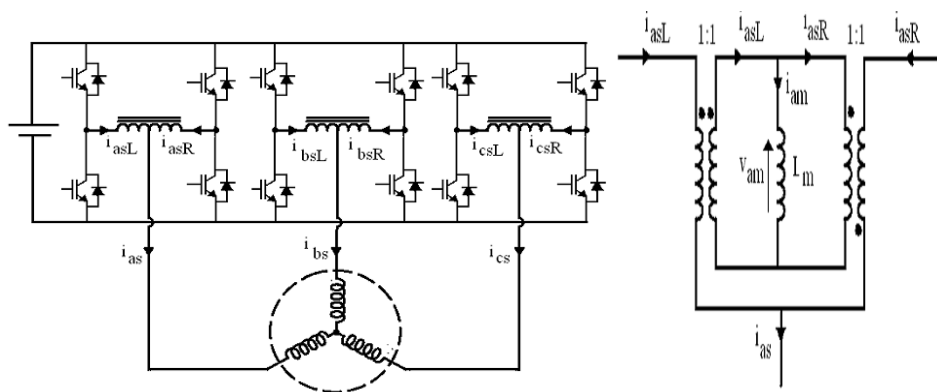


Figure.1.5. Structure d'un onduleur en pont H.

Une autre topologie développée à partir d'un onduleur en pont H est un pont de Vienna commutateur bidirectionnel reliant le point central de la banque de condensateurs à une charge.

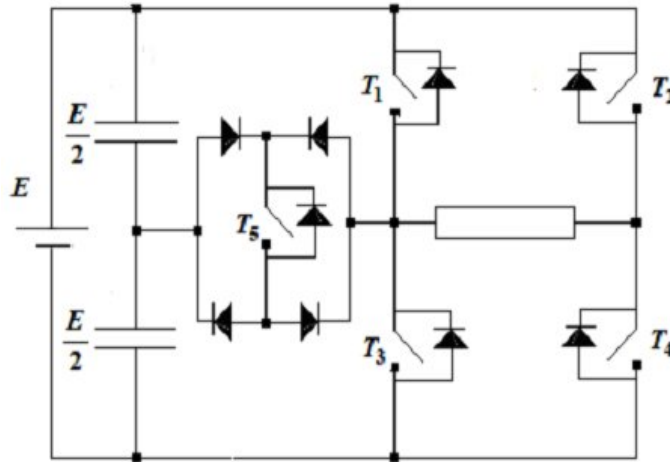


Figure.1.6. Structure d'un onduleur en pont de Vienna.

1.2.4. Onduleurs multiniveaux asymétriques

Ce type de structure est aussi appelé à juste titre « onduleur hybride ». Dans cette topologie dérivée de la précédente, le principe de mise en série de cellules de conversion est généralisé. Par degré d'hybridation croissant, on distingue trois types d'associations :

- la mise en série de pont en H alimentés avec des tensions de différentes valeurs
- la mise en série d'onduleurs de topologies différentes (par exemple un onduleur NPC triphasé combiné avec des ponts en H monophasés. [8,9])
- la mise en série de cellules de conversion de topologie et de nature différentes (par exemple pont en H et amplificateur linéaire comme pour la mise en série de ponts en H, la seule contrainte porte sur les alimentations des cellules qui doivent être isolées les unes des autres.[10])

Le concept peut être attribué à O.M. Mueller et J.N. Park qui ont publié le principe dans un article paru en 1994[2]. Cet article portant sur une application assez pointue résume bien ce que l'on peut attendre de ce type de structure.

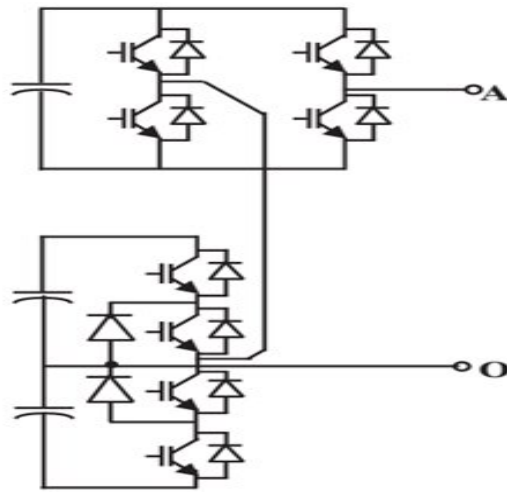


Figure.1.7. Exemple de topologies hybrides: Mise en série d'un NPC et d'un pont en H.

1.3. Comparaison entre les différentes structures

La comparaison des différentes structures d'onduleurs multiniveaux étudiés précédemment nous amène à extraire les avantages et les inconvénients majeurs de chacune d'entre elles.

1.3.1. Structure NPC

Les avantages les plus importants de cette structure par rapport à la structure classique à 2 niveaux sont :

- Amélioration de la forme d'onde de la tension de sortie. Ainsi, le contenu harmonique de la forme d'onde de sortie sera plus faible.
- Réduction de la contrainte en tension sur les interrupteurs (ceci est proportionnel au nombre de niveaux) et donc adapté pour les applications haute tension.
- Cette topologie permet la conversion multiniveaux sans faire transiter la puissance par des convertisseurs DC-DC. Elle peut être généralisée pour les applications polyphasées en utilisant les mêmes tensions d'entrée pour les différentes phases. Cela permet une meilleure répartition de la puissance. Pratiquement, cela facilite l'équilibrage des tensions intermédiaires, car seule la tension totale est connectée à une source active, tandis que les autres sources de tension sont réduites à de simples condensateurs, qui ne peuvent pas fournir d'énergie.

Cependant, pour les topologies avec diodes de bouclage, la pratique a révélé plusieurs difficultés techniques qui compliquent ses applications dans la gamme des grandes puissances. Entre autres, on peut citer:

- Le NPC exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capables de supporter le courant de la pleine charge.
- Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage (clamping diodes) peuvent augmenter les contraintes en tension. Une connexion série des diodes pourrait

donc être exigée ce qui complique la conception et soulève des questions de fiabilité, et de coût de réalisation.

- Le maintien de l'équilibre de la charge des condensateurs demeure toujours une question ouverte pour les topologies des onduleurs NPC avec plus de trois niveaux. Bien que le NPC à trois niveaux fonctionne avec un facteur de puissance élevé, l'onduleur NPC multiniveaux est employé surtout dans les circuits de compensation. Cela est dû au problème d'équilibrage des capacités.

1.3.2. Structure à condensateur flottant (ou FC)

- Le premier avantage de cette topologie est l'absence des diodes de bouclage propres aux topologies des onduleurs NPC et MPC.
- Les contraintes en tension imposées aux composants de puissance sont naturellement limitées : on note une faible valeur de dv/dt aux bornes des composants.
- Des redondances de commutation dans les séquences de fonctionnement introduisent des états qui peuvent être utilisés pour le maintien de l'équilibre des charges des condensateurs. Ainsi, par phase, une seule source DC est nécessaire.

Le FC a quelques inconvénients comme :

- D'après les références [11-14]Le contrôleur de la charge du condensateur augmente la complexité du contrôle du circuit entier ;
- Il exige des condensateurs mis en parallèle, dont, les forts courants pourront circuler à travers ces condensateurs ;
- Il existe un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés.

1.3.3. Structure en pont H (H-Bridge)

1.3.3.1. H-Bridge classique

Le nombre de paliers sur le motif de la tension de sortie peut être augmenté sans aucun ajout de nouveaux composants. L'utilisation de cellules de conversion de puissance en série permet d'accroître le nombre de niveau de tension et de puissance du convertisseur.

Mais l'inconvénient majeur de cette topologie est le grand nombre de tensions continues isolées exigées pour chaque pont.

1.3.3.2. Pont en H parallèle

Le grand avantage de cette structure est qu'elle utilise une seule source de tension continue, et par le biais des bobines d'interphase elle est utilisable pour les courants élevés, bien que les échelles de tension et de courant des transistors soient réduites.

Comme pour la structure en pont H-Bridge classique, la structure en pont H à le même inconvénient qui réside dans le grand nombre de tensions continues isolées exigées pour chaque pont.

1.3.4. Structure hybride

- Les onduleurs multiniveaux asymétriques permettent d'obtenir le plus grand nombre de niveaux avec le plus petit nombre de cellules. Cependant, le même nombre de niveaux peut être obtenu en employant des cellules identiques à la plus petite des cellules.
- Amélioration de la qualité de puissance.
- Le rendement de cette structure est amélioré par rapport à la topologie symétrique.

Tout comme pour les onduleurs multiniveaux symétriques, la principale difficulté des onduleurs multiniveaux asymétriques réside dans la réalisation d'une alimentation performante, les alimentations des cellules devant être isolées les unes des autres. Le problème est même plus délicat, car il peut y avoir une circulation de puissance entre les cellules et une complexité rapportée au niveau de l'équilibrage des tensions et exigent des stratégies de commande un peu plus complexes.

1.4. Conclusion

Après avoir présentés les différentes structures d'onduleurs multiniveaux(NPC, Multicellulaire et Ponts cascades)qui permettent toutes d'obtenir une forme de tension à plusieurs niveaux permettant de mieux répartir la contrainte en tension sur les interrupteurs électroniques et de synthétiser une onde avec un contenu harmonique amélioré par rapport à l'onduleur classique. Dans le prochain chapitre nous allons nous intéresser à l'étude des onduleurs multiniveaux asymétriques, pour des raisons que nous détaillerons.

Chapitre 2. Les onduleurs multiniveaux asymétriques

2.1. Introduction

Les onduleurs de l'électronique de puissance gagnent en popularité pour diverses applications d'entraînements industriels. Au cours des dernières années, des applications moyennes tension de forte puissance ont également été installées. Cependant, les solutions existantes souffrent de certains inconvénients majeurs.

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les principales topologies des convertisseurs multiniveaux d'énergie. Le convertisseur multiniveaux hybride présente beaucoup d'avantages sur les autres topologies. Le présent chapitre sera consacré à la topologie hybride en ce qui concerne leur alimentation, commande et surtout le niveau de la tension qu'il peut atteindre.

2.2. Propriétés des principales structures

2.2.1. Classification des topologies selon leur alimentation

Les topologies telles que les onduleurs NPC et les onduleurs à cellules imbriquées divisent leur tension d'alimentation : la tension de sortie est plus petite ou égale à la tension continue d'entrée. Elles sont capables de fonctionner à partir d'une alimentation continue unique. Au contraire, les structures telles que les onduleurs à cellules en série élèvent leur tension d'alimentation: la tension de sortie maximale est plus grande que chacune des tensions d'alimentation; elle est plus petite ou égale à la somme des tensions d'alimentation. Contrairement aux autres topologies, les alimentations des cellules ne peuvent pas être obtenues à partir d'une alimentation continue unique sans mettre en place des convertisseurs additionnels. Dans la plupart des cas, il faut recourir à des transformateurs pour obtenir les alimentations nécessaires. Le couplage parallèle des transformateurs du «côté alimentation» et l'addition des tensions «côté charge» conduit à une élévation de la tension.

2.2.2. Nombres de composants nécessaires

A l'aide des tableaux suivants, nous comparons le nombre de composants nécessaires pour réaliser une branche d'onduleur, de tension de service et de nombre de niveaux donné, avec les 3 principales topologies d'onduleurs multiniveaux. Les composants sont supposés de taille identique. Tous les onduleurs sont supposés alimentés par une source de tension continue, les condensateurs intermédiaires ne sont donc pas comptabilisés pour les onduleurs en pont et pour les onduleurs à cellules imbriquées. Les condensateurs se trouvant à l'étage intermédiaire des onduleurs NPC sont partagés par différentes phases, leur nombre est donc divisé par le nombre de branches. L'onduleur en pont est ajouté à la liste comme base de comparaison : m transistors sont mis en série pour former les macro-interrupteurs utilisés. Pour le cas le plus simple permettant d'obtenir 3 niveaux par branche, nous obtenons :

<i>topologie</i>	k	<i>T</i>	<i>D</i>	<i>C</i>	<i>n</i>	N_E
<i>NPC</i>	2	4	6	$\frac{2}{b}$	3	3
<i>cellules imbriquées</i>	2	4	4	1	3	4
<i>cascade</i>	2	4	4	1	3	3
<i>pont simple</i>	2	4	4	0	2	2

Tableau 2.1. Tableau comparatif pour des onduleurs à trois (03) niveaux.

<i>topologie</i>	k	<i>T</i>	<i>D</i>	<i>C</i>	<i>n</i>	N_E
<i>NPC</i>	4	8	20	$\frac{4}{b}$	5	5
<i>cellules imbriquées</i>	4	8	8	3	5	16
<i>cascade</i>	4	8	8	2	5	9
<i>pont simple</i>	4	8	8	0	2	2

Tableau 2.2. Tableau comparatif pour des onduleurs à cinq (05) niveaux.

<i>topologie</i>	k	<i>T</i>	<i>D</i>	<i>C</i>	<i>n</i>	N_E
<i>NPC</i>	6	12	56	$\frac{6}{b}$	7	7
<i>cellules imbriquées</i>	6	12	12	6	7	64
<i>cascade</i>	6	12	12	3	7	27
<i>pont simple</i>	6	12	12	0	2	2

Tableau 2.3. Tableau comparatif pour des onduleurs à sept niveaux.

<i>topologie</i>	k	<i>T</i>	<i>D</i>	<i>C</i>	<i>n</i>	N_E
<i>NPC</i>	k	2k	$k^2 + k$	$\frac{2k}{b}$	k+1	+1
<i>cellules imbriquées</i>	k	2k	2k	$\frac{k^2 - k}{2}$	k+1	2k
<i>cascade</i>	k	2k	2k		k+1	$3^{\frac{k}{2}}$
<i>pont simple</i>	k	2k	2k	0	2	2

Tableau 2.4. Tableau comparatif pour des onduleurs à k+1 niveaux.

Avec :

- k : le nombre d'étages ou de cellules,
- b : le nombre de branches, 2 en monophasés, 3 en triphasé,
- T : le nombre de transistors,
- D : le nombre de diodes,
- C : le nombre de condensateurs,
- n : nombre de niveaux obtenus,
- NE : nombre d'états de commutation,

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadées paraissent être la solution multiniveaux la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important. C'est effectivement le cas pour les applications monophasées telles que le filtrage actif ou la compensation statique, lorsque le convertisseur n'a pas besoin de fournir d'énergie au système. Pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux, les onduleurs NPC sont intéressants, car les condensateurs sont partagés par les différentes branches, ce qui permet un équilibrage de la puissance circulant entre les phases. Cet équilibrage permet une réduction notable de la taille des condensateurs intermédiaires

Lorsque le convertisseur doit échanger de l'énergie entre une source continue et une source alternative, il faut munir le convertisseur à cellules en cascade d'autant d'alimentations isolées les unes des autres qu'il y a de cellules. Pour une solution non-réversible en puissance, cela signifie l'ajout de $k/2$ transformateurs triphasés à fréquence du réseau et autant de redresseurs, soit approximativement $4m$ diodes. Le tableau comparatif est alors modifié comme suit :

<i>topologie</i>	k	T	D	C	n	N_E	<i>autres comp.</i>
<i>NPC</i>	k	$2k$	$k^2 + k$	$\frac{2k}{2}$	$k + 1$	$+ 1$	
<i>cell. imbr.</i>	k	$2k$	$2k$	$\frac{k^2 - k}{2}$	$k + 1$	$2k$	
<i>cascade</i>	k	$2k$	$4k$	k	$k + 1$	$3^{\frac{k}{2}}$	$\frac{k}{2}$ transfo b.f.
<i>pont simple</i>	k	$2k$	$2k$	0	2	2	

Tableau 2.5. Tableau comparatif modifié 1entre des onduleurs à $k+1$ niveaux

Le convertisseur réversible en puissance nécessaire à l'alimentation des cellules de l'onduleur cascadié requiert $k/2$ transformateurs moyenne ou haute fréquence et $k/2$ convertisseurs AC-DC soit $4k$ transistors et $4k$ diodes. Le nombre de composants actifs est triplé. Le tableau comparatif est modifié comme suit :

<i>topologie</i>	k	T	D	C	n	N_E	<i>autres comp.</i>
<i>NPC</i>	k	2	$k^2 + k$	$2k$	$k + 1$	$+ 1$	
<i>cell. imbr.</i>	k	2	$2k$	$\frac{k^2 - k}{2}$	$k + 1$	$2k$	
<i>cascade</i>	k	$6k$	$6k$	k	$k + 1$	$3^{\frac{k}{2}}$	$\frac{k}{2}$ transfo h.f.
<i>pont simple</i>	k	$2k$	$2k$	0	2	2	

Tableau 2.6. Tableau comparatif modifié 2entre des onduleurs à $k+1$ niveaux

Cette première comparaison basée sur le nombre de composants permet de tirer quelques conclusions et de séparer les champs d'applications de ces différents convertisseurs.

Les onduleurs NPC sont intéressants pour les applications triphasées nécessitant peu de niveaux. L'énergie stockée à l'étage intermédiaire peut être réduite.

Les structures permettant une conversion directe, telles que le NPC et les cellules imbriquées, sont avantageuses pour les applications avec échange de puissance active, lorsqu'une isolation galvanique n'est pas nécessaire entre les sources échangeant de la puissance. Les onduleurs à cellules en cascade sont très avantageux pour les applications monophasées sans apport de puissance active. Ils conviennent même pour les très grandes

tensions. Ce sont également des structures à privilégier pour les applications où il faut mettre en place une isolation galvanique à l'aide de transformateur moyenne ou haute fréquence.

2.3. Stratégies de commande des onduleurs multiniveaux

Les stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux sont adaptées de celles qui sont appliquées aux convertisseurs à deux niveaux. Dans cette section, nous présentons quelques une d'entre elles.

2.3.1. Commande par paliers

La méthode de commande par paliers consiste à quantifier la grandeur de référence (l'image du fondamental), en un nombre déterminé de paliers, comme l'illustre la figure..2.1.

Cette méthode de commande offre deux degrés de liberté à l'utilisateur :

*Le convertisseur peut être à pas uniforme, dans ce cas les tensions $E_1 = E_2 = E_3 = E$. Les angles de commutations α_i sur une période ($\alpha_i, i = 1 \dots \alpha/2$) peuvent donc être choisis de façon à atteindre certaines performances.

*Le pas de la tension et les angles de commutation peuvent être choisis afin de pouvoir obtenir la minimisation du taux de distorsion harmonique, la suppression de certaines harmoniques à basses fréquences entre autres.

Cette commande est facile à implémenter et pour passer d'un niveau de tension à l'autre les angles de commutation peuvent être déterminés à l'avance.

Dans cette technique de commande, on constate que les différentes cellules n'ont pas une même durée de conduction. Il en résulte donc un déséquilibre dans la répartition des pertes par commutation et par conduction. Par une rotation adéquate des commutations, ces pertes peuvent être équilibrées entre les différentes cellules, sans modification de l'onde de tension générée à la sortie du convertisseur.

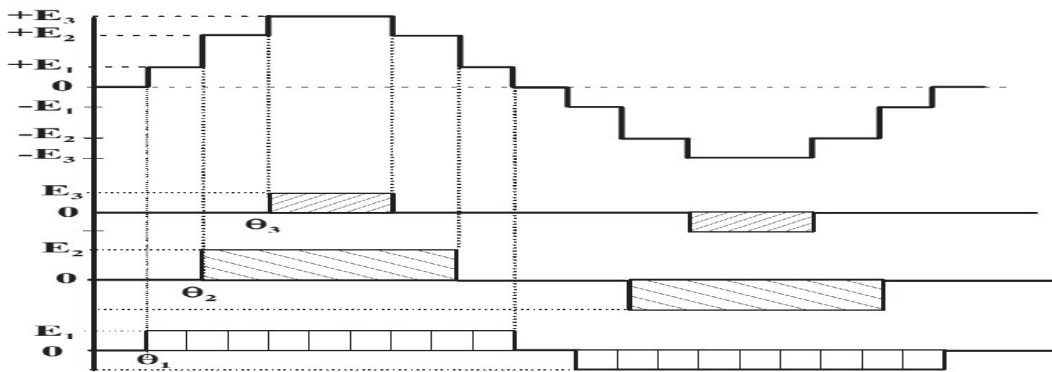


Figure.2.1. Forme d'onde multiniveau (7 niveaux) générée par une commande par paliers et tensions aux bornes de trois cellules en série sur une phase.

2.3.2. Modulation Sinusoïdale (MS)

2.3.2.1. MS classique mono-porteuse

La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en anglais : Pulse Width Modulation, soit PWM), est la plus utilisée pour la commande des onduleurs classiques (deux niveaux). C'est aussi la stratégie de modulation la plus utilisée dans les onduleurs multiniveaux dite à modulation sinusoïdale.

Elle consiste à comparer d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale (le signal à synthétiser) à une porteuse généralement triangulaire figure. 2.2. Le signal de sortie change d'état à chaque intersection de la modulante et de la porteuse.

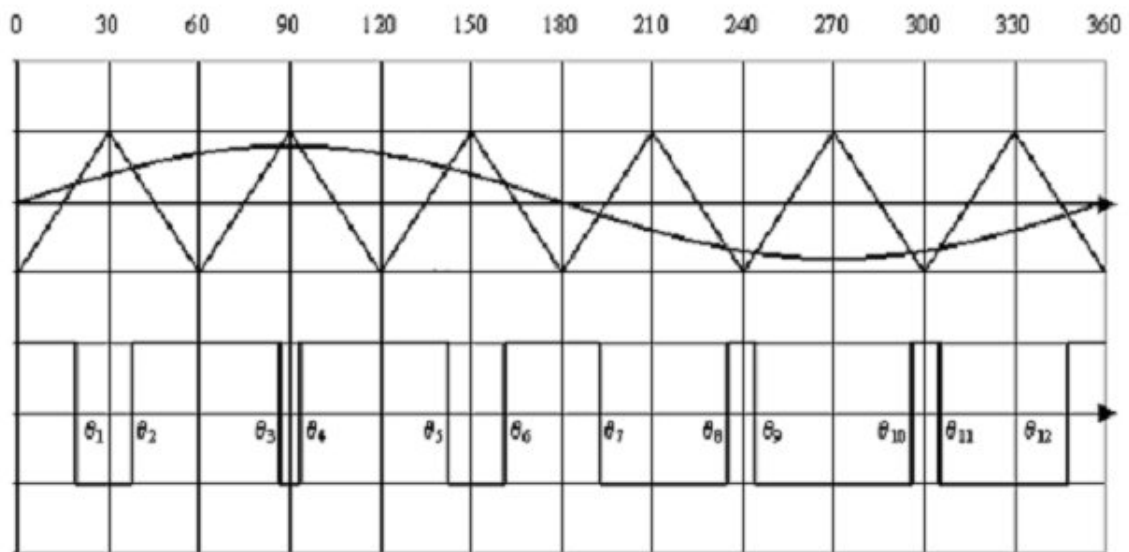


Figure.2.2. MLI classique intersective.

2.3.2.2. Modulation sinusoïdale multi-porteuse

Dans les onduleurs multiniveaux, nous observons souvent les modulations sinusoïdales multi porteuses.

On peut diviser la modulation sinusoïdale multi porteuse en trois catégories :

- Classique;
- Commande modifiée de premier type ;
- Commande modifiée de second type ;
- En général, pour la commande d'un onduleur à k niveaux, cela nécessite k-1 ondes porteuses.

2.3.2.3. Modulation sinusoïdale multi-porteuse classique

Dans cette technique de modulation, nous utilisons les différentes porteuses afin de pouvoir construire toutes les commandes nécessaires à tous les interrupteurs. Dans cette technique, la référence est comparée en permanence avec chacun des signaux triangulaires. Si la référence est supérieure à un signal triangulaire, le signal de sortie vaut 1, donc l'interrupteur correspondant à cette modulation est actif, si la référence est inférieure à un signal triangulaire le signal de sortie vaut 0, le signal de sortie change donc d'état.

A titre d'exemple, pour un onduleur à trois niveaux, les deux signaux triangulaires ont même fréquence et même amplitude, c'est la modulation sinusoïdale à double triangle. La figure. 2.3.ci-dessous montre une modulation sinusoïdale avec deux signaux triangulaires.

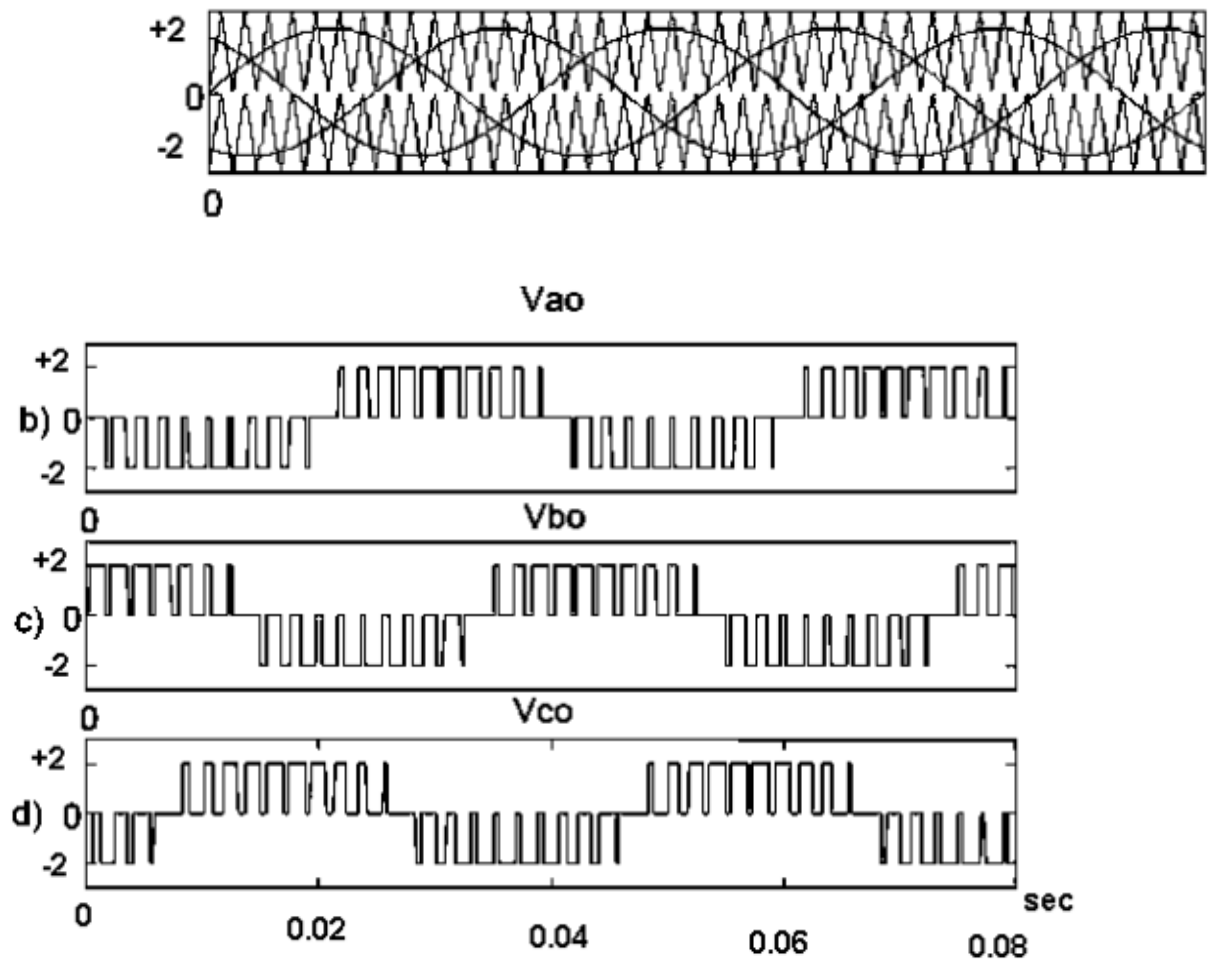


Figure.2.3. Principe de la MLI à doubles triangles.

2.3.2.4. Modulation sinusoïdale modifiée de premier type (MSM1)

Ce genre de modulation permet de diminuer la valeur de la tension homopolaire générée par les techniques de modulation MLI. On y utilise trois signaux sinusoïdaux de référence V_{ref1} , V_{ref2} et V_{ref3} décalés de 120° , et une seule onde porteuse. Les résultats de la comparaison donnent trois nouveaux signaux respectivement V_{AO} , V_{BO} et V_{CO} , figure.2.4. On combine ces signaux entre eux pour donner les signaux :

$$= \frac{-}{2}$$

$$= \frac{-}{2}$$

$$= \frac{-}{2}$$

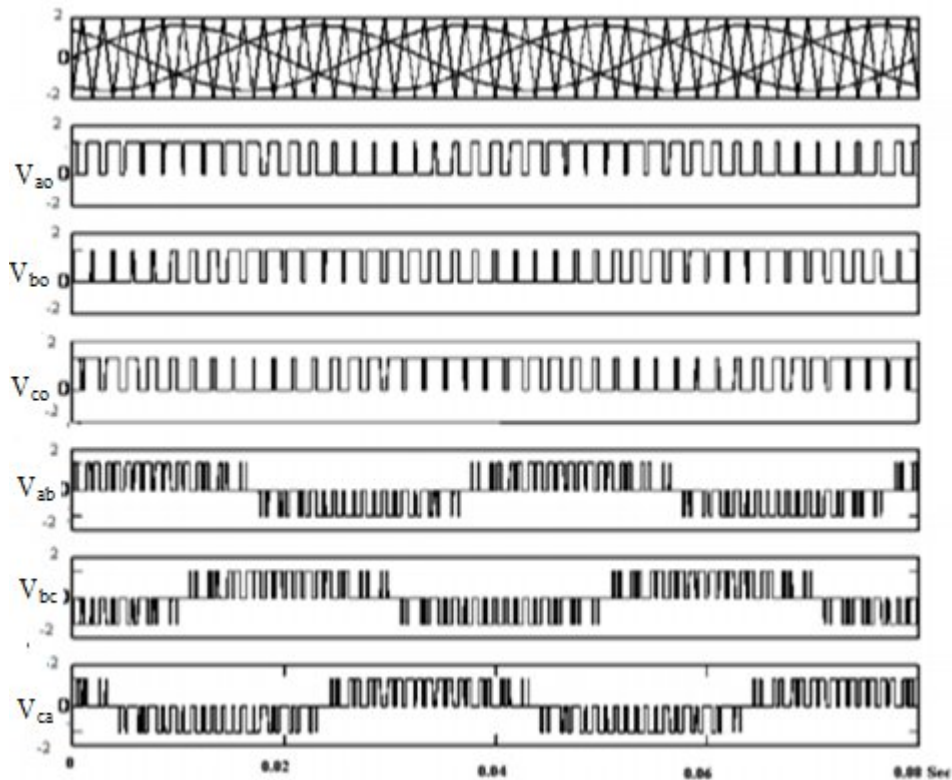


Figure.2.4. Modulation sinusoïdale modifiée.

Afin de généraliser cette technique aux onduleurs de niveaux supérieurs à trois, on doit déterminer le nombre de triangulaire requises pour les niveaux impairs. Cette relation est définie par la relation suivante :

$$n_p = \frac{k-1}{2}$$

où

p : le nombre de porteuses triangulaires

k : le nombre de niveau

2.3.2.5. Modulation sinusoïdale modifiée de deuxième type (MSM2)

Cette technique de modulation développée pour la première fois par Menzies [1] est aussi appelée MLI optimale (Sub-Harmonic Optimal "SHO-PWM") figure.2.5. Dans cette technique, on ajoute le troisième harmonique au signal de référence et ensuite nous comparons le signal de référence avec les multi porteuses (multi triangulaires) selon la figure.2.6. Cette méthode prend instantanément la moyenne du maximum et du minimum des trois tensions de référence (V_{ab}, V_{bc}, V_{ca},) et soustrait cette valeur de chacune des tensions

$$V_{offset} = \frac{\text{Max}(V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}) + \text{Min}(V_{ab}, V_{bc}, V_{ca})}{2}$$

de référence, c'est-à-dire,

$$V_{aSHO} = V_a - V_{offset}$$

$$V_{bSHO} = V_b - V_{offset}$$

$$V_{cSHO} = V_c - V_{offset}$$

Le schéma équivalent analogique pour la commande est illustré à la figure. 2.5.

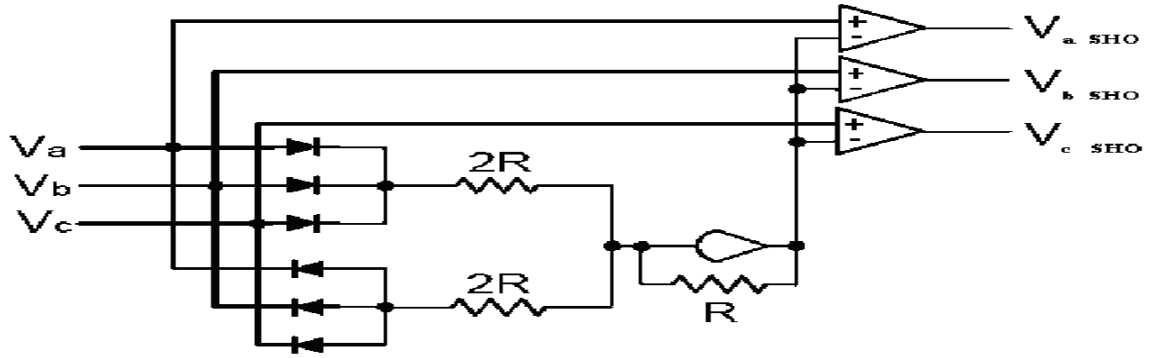


Figure.2.5. Circuit analogique qui ajoute la séquence de zéro pour SFO-PWM.

Afin de pouvoir appliquer cette méthode aux onduleurs classiques, il faut connaître :

- 1) Le rapport de modulation d'amplitude ;

$$m_a = \frac{A_r}{A_p},$$

- 2) Le rapport de fréquence;

$$m_f = \frac{f_p}{f_r},$$

où :

Ar : L'amplitude de référence

Ap: L'amplitude de porteuse,

fr: La fréquence de référence

fp: La fréquence de porteuse

Pour utiliser le MSM2 à un onduleur multiniveaux, il faut connaître trois paramètres importants :

- 1) Le nombre de niveau k
- 3) La modulation d'amplitude pour les onduleurs multiniveaux qui peut être calculé :

$$m_a = \frac{A_r}{(k-1)A_p}$$

Dans la méthode SHO, la valeur minimale et maximale de modulation peut être calculée comme suit:

$$m_{a \min} = \frac{k-3}{k-1,4}$$

$$m_{a \max} = 1,15$$

4) Le rapport de fréquence ;

$$m_f = \frac{f_p}{f_r}$$

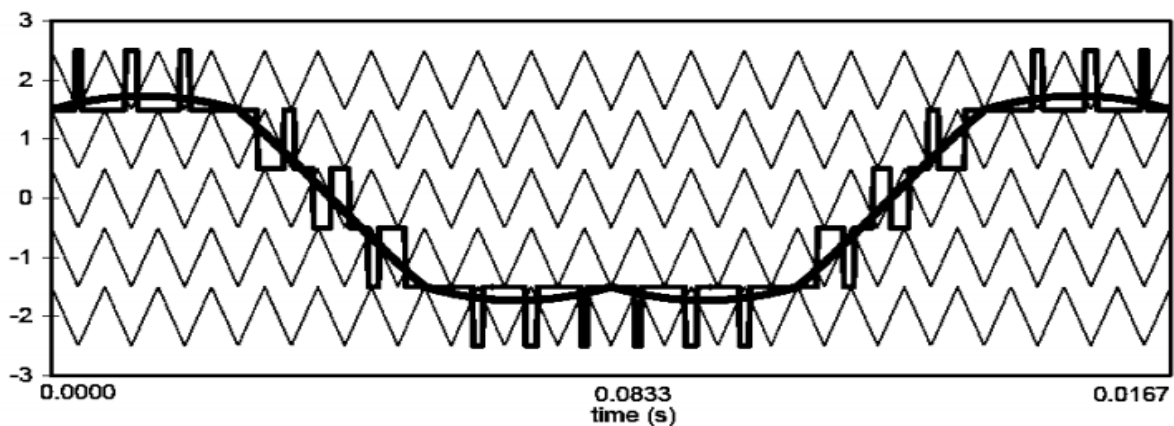


Figure.2.6. Forme d'ondes des multi porteuses pour une commande basée sur la SFO-PWM ($k = 6$, $m_f = 21$, $m_a = 0.8$).

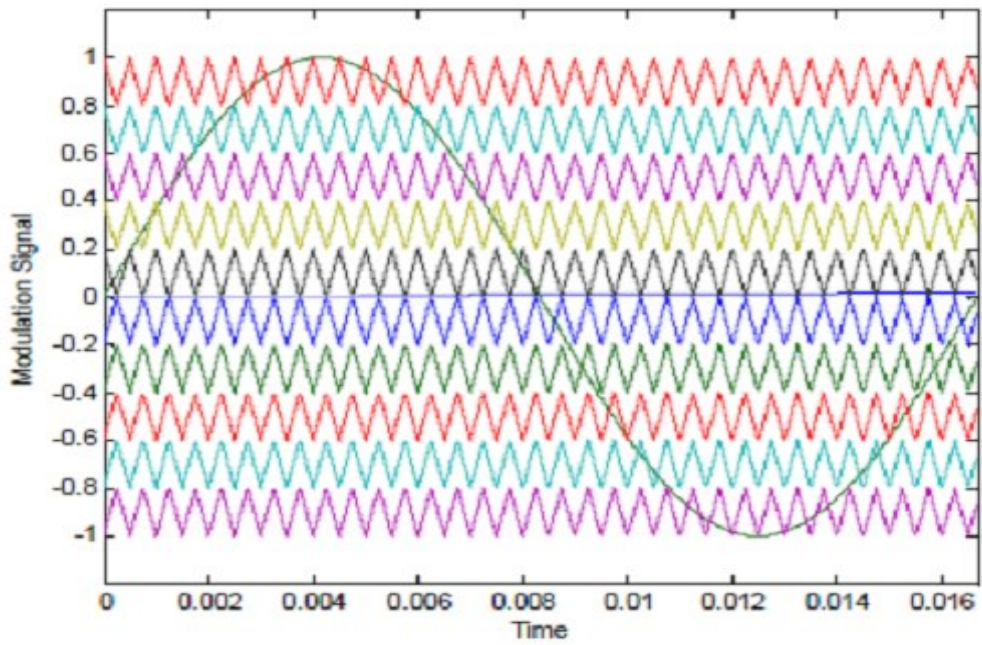
Pour résumer les stratégies de commande les plus courantes, la figure. 2.7. illustre trois grandes techniques de la méthode de porteuse utilisées dans un onduleur classique et qui peuvent être également appliquées à un onduleur multiniveaux:

-MLI sinusoïdale (MLIS ou en anglais SPWM),

-Injection du troisième harmonique à MLI (THMLI ou en anglais THPWM ou encore SHO PWM)

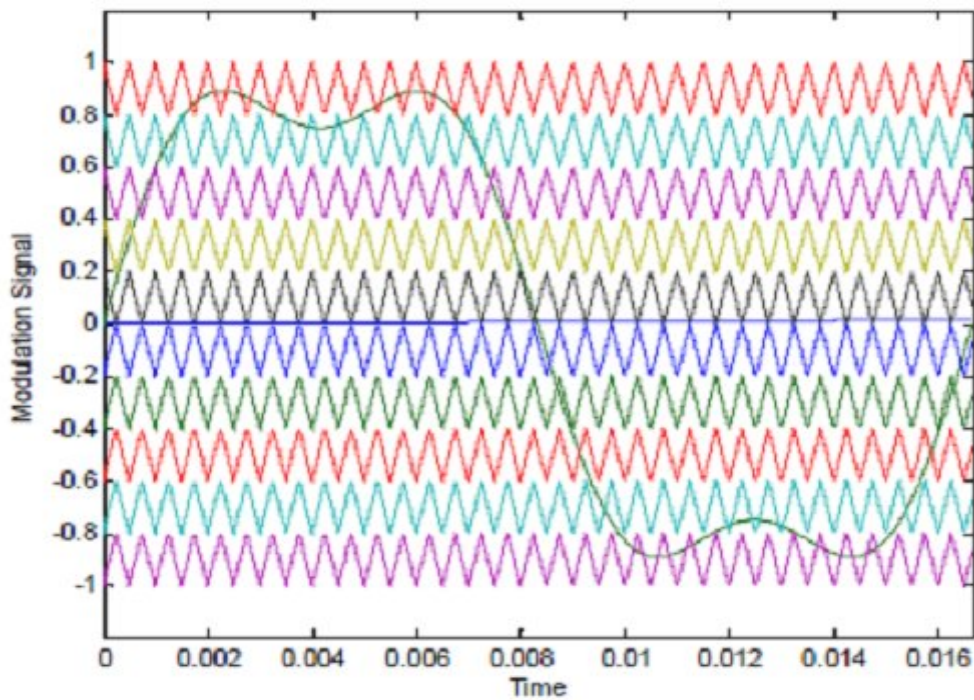
-MLI vectoriel (MLIV).

-MLIS (en anglais SPWM) est une méthode très appréciée dans les applications industrielles.



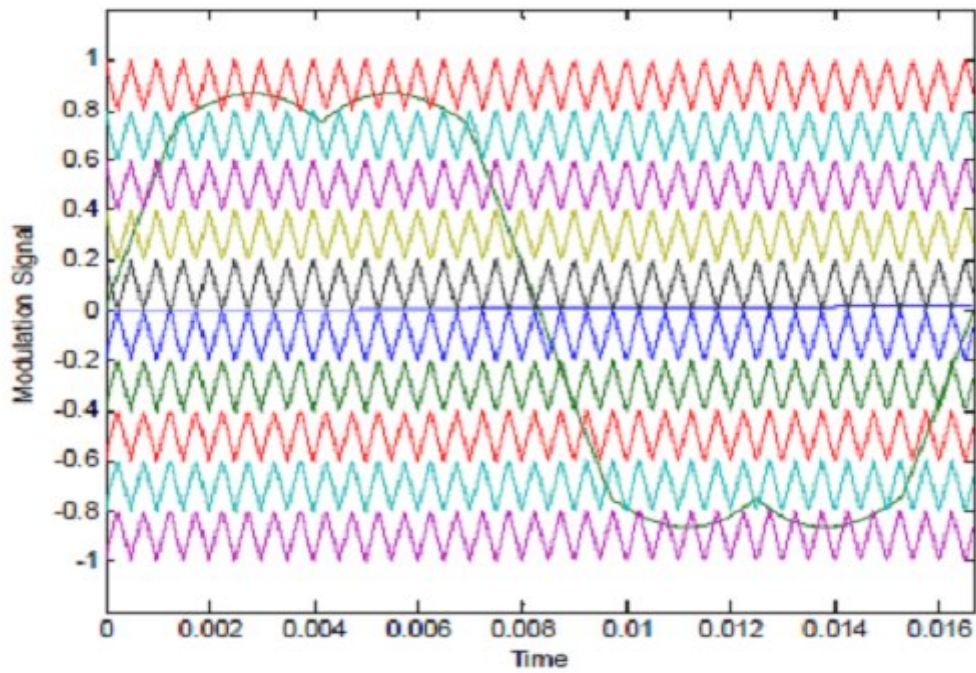
SPMW.

a) la technique MLI sinusoidale.



THPWM.

b) Principe de la technique MLI avec une porteuse triangulaire .



SVM

c) Principe de la MLI vectoriel.

Figure.2.7. Les trois stratégies importantes de commande pour le multiniveaux.

2.4. Techniques de modulation et dimensionnement [4]

Un convertisseur multiniveaux, qu'il soit symétrique ou asymétrique, ne peut être modulé que par un circuit adéquat permettant de définir les états d'enclenchement des différents dispositifs à semi-conducteurs de chaque cellule élémentaire.

Il s'agit cependant pour les montages asymétriques de respecter les propriétés liées à chaque technologie employée pour les cellules respectives. Le dimensionnement des différentes valeurs des niveaux élémentaires devra être fait en considérant les complémentarités existant entre des technologies différentes, c'est-à-dire par exemple les tensions de blocage des dispositifs de chaque cellule. On pourra combiner dans des cellules associées l'utilisation de la technologie IGBT) et de la technologie MOSFET), la première étant mieux adaptée à la réalisation des niveaux «élevés», et la seconde à la réalisation des niveaux plus faibles.

Lors de l'utilisation de convertisseurs à trois cellules, on peut exploiter également des techniques telles que celle de l'IGCT, à blocage encore plus élevé, mais avec une rapidité de commutation plus faible. Pour illustrer ces propriétés, on a représenté dans les figures.2.8 a, b et c un cas de convertisseur où la cellule de tension la plus élevée est utilisée pour générer l'amplitude la plus grande de la tension totale (figure.2.8a). On s'aperçoit que la cellule de tension la plus grande a une fréquence de commutation la plus faible. Pour la cellule de tension plus basse, on a la possibilité de fonctionner à fréquence de pulsation plus élevée, et de générer ainsi une tension de meilleure définition. Par opposition à ce procédé, et sans respecter les conditions de commutation de chaque étage et technologies respectives, on peut aussi générer les ondes partielles par une modulation plus simple, mais qui pourra générer beaucoup plus de pertes de commutation. La stratégie illustrée par les courbes des

figures.2.8d, e et f pourra causer, dans une structure asymétrique, des échanges non désirés de puissance entre les étages à l'intérieur du convertisseur. Il en résultera également une forte augmentation de la sollicitation des semi- conducteurs et une production bien plus élevée de pertes par conduction.

2.5. Nombre de niveaux atteignables [4]

L'intérêt de réaliser des convertisseurs à niveaux multiples réside dans leur capacité à générer des formes d'ondes de très bonne qualité, et de définition temporelle augmentée. Ces propriétés sont liées à de nombreux avantages, à commencer par la réduction des harmoniques de courant produites dans le circuit interfacé. Pour les convertisseurs multiniveaux à étages symétriques, il est évident que l'on ne peut que générer par somme un nombre d'états égal à un multiple de la valeur d'un niveau élémentaire, auquel s'ajoute un niveau égal à zéro. La différence entre deux niveaux quant à elle est toujours égale à zéro. En choisissant une répartition des amplitudes des cellules élémentaires de façon asymétrique, il devient possible de générer des valeurs supplémentaires, notamment en utilisant des valeurs de différences non nulles.

Comme exemple pratique simple, on peut considérer une structure composée de deux cellules, l'une ayant une tension égale au double de l'autre. Pour la tension résultante, on obtient ainsi trois valeurs positives, une nulle, et trois négatives. On notera que chaque cellule doit pouvoir générer elle-même une valeur de tension positive, la valeur nulle ou une valeur négative. Pour illustrer l'énorme potentiel que représente le principe de l'asymétrie pour les convertisseurs montés en chaîne, on a représenté sur la figure.2.9 trois cas de dimensionnement pour trois cellules de ponts en «H» montés en série. La figure.2.9a représente le nombre de niveaux que l'on peut générer lorsque les trois valeurs des échelons apportés par les différents convertisseurs sont égales, c'est-à-dire un dimensionnement dit symétrique. Dans ce cas, il existe 7 niveaux possibles, compris entre -3 et +3, la valeur unitaire étant donnée par la valeur des niveaux identiques. En abscisse, on a indiqué le nombre de cellules actives (K), à savoir un maximum de trois pour cet exemple. Le nombre de niveaux que l'on peut générer s'exprime par la relation $N = 2K + 1$ si les niveaux sont égaux (symétriques).

Sur la figure.2.9b et figure.2.9c, on a représenté les combinaisons possibles pour un onduleur multiniveaux monophasé asymétrique. On voit ici que le nombre de niveaux peut augmenter fortement, même si le nombre de convertisseurs élémentaires reste égal à trois. Sur la figure.2.9b, la répartition des valeurs des niveaux partiels correspond à des facteurs 4, 2 et 1 par rapport à la valeur unitaire. Dans ce cas, on peut générer un nombre de niveaux différents égal à 15 pour la tension de sortie. On remarquera que dans cette configuration, il existe des niveaux ayant une redondance, c'est-à-dire qu'ils peuvent être générés par différents états d'enclenchement des cellules. Sur la figure.2.9c, le nombre de niveaux que l'on peut générer à l'aide de trois cellules est encore augmenté, grâce à un dimensionnement utilisant des facteurs 9, 3 et 1. Dans ce cas on obtient le nombre maximum de niveaux atteignable, c'est-à-dire 27. Ce nombre correspond à la valeur théorique de $N = 3^K$. On remarquera également que les états redondants ont disparu. Donc dans les onduleurs multiniveaux asymétriques on peut démontrer que nous avons le nombre de niveaux compris entre $N_{\min} = 2k + 1$ et $N_{\max} = 3^K$

Avec :

N_{\min} : le plus petit nombre de niveaux que le convertisseur puisse générer (cas symétrique).

N_{\max} : le plus grand nombre de niveaux que le convertisseur puisse générer.

K : le nombre de cellules partielles en parallèle sur une phase.

Pour k cellules en parallèle sur la même phase, et pour une commande adéquate avec un choix convenable de tous les paramètres, on peut générer un nombre de niveaux N tel que $(2k + 1 \leq N \leq 3^k)$.

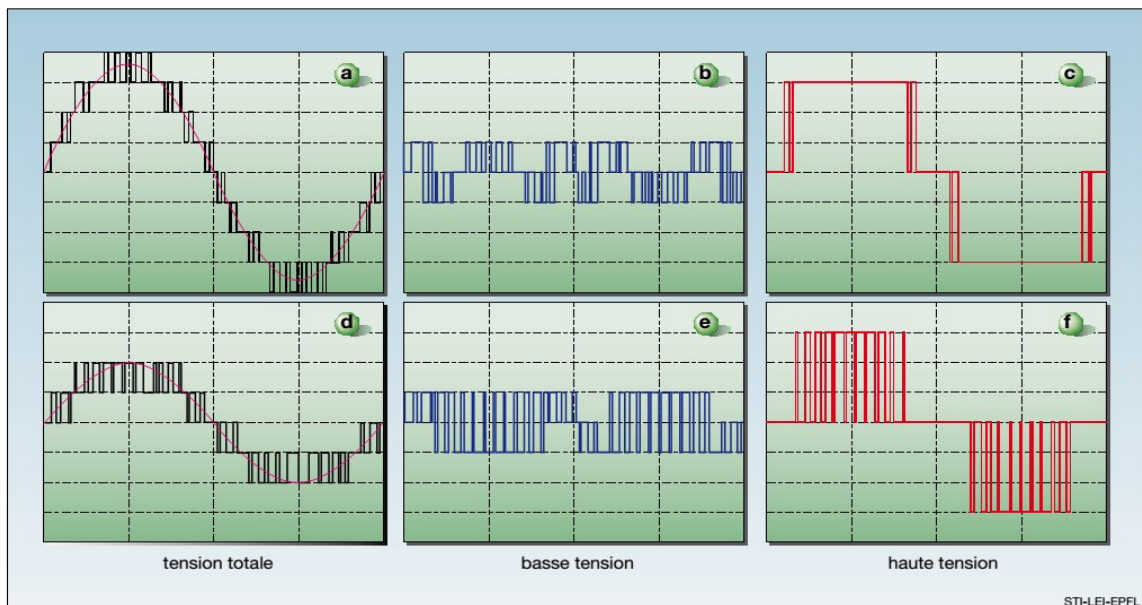


Figure.2.8.Modulation des niveaux d'un convertisseur asymétrique.

Les figures.2.8a,2.8b et 2.8c:Représentent l'utilisation judicieuse des propriétés de chaque technologie de semi-conducteurset les figures.2.8d, 2.8e, 2.8f: la Modulation avec pulsations prohibitives et échanges entre cellules élémentaires

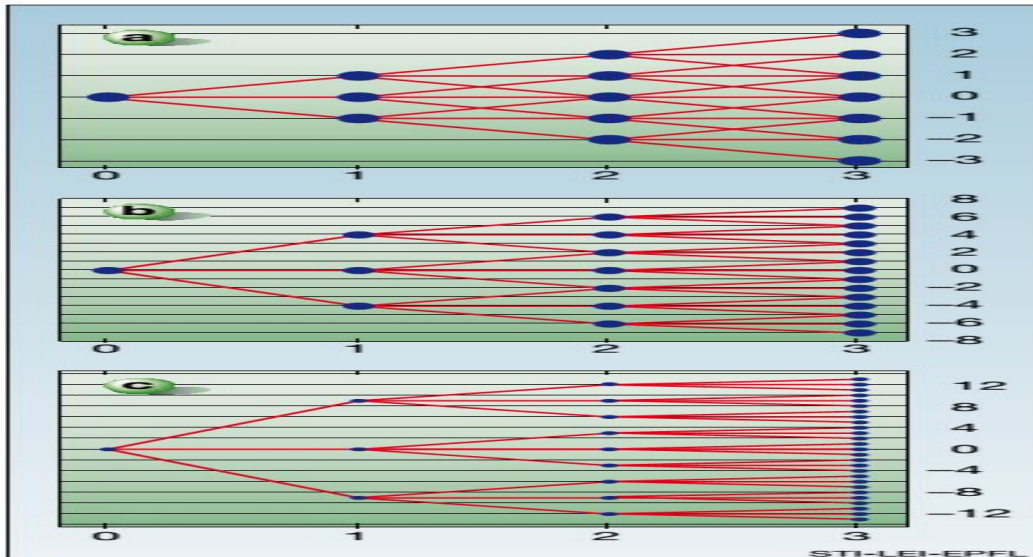


Figure.2.9. Nombre de niveaux atteignable.

Figure.2.9.a: avec un montage de trois cellules symétriques;

Figure.2.9.b: avec un montage asymétrique de trois cellules, la répartition des niveaux étant proportionnelle aux facteurs (4, 2, 1);

Figure.2.9.c: avec un montage asymétrique de trois cellules, la répartition des niveaux étant proportionnelle aux facteurs (9, 3, 1).

2.6. Alimentation des onduleurs multiniveaux asymétriques

Tout comme pour les onduleurs multiniveaux symétriques, la principale difficulté des onduleurs multiniveaux asymétriques réside dans la réalisation d'une alimentation performante, les alimentations des cellules devant être isolées les unes des autres. Le problème est même plus délicat, car il peut y avoir une circulation de puissance entre les cellules.

2.7. Variantes d'onduleurs multiniveaux asymétriques [2]

Pour réduire le nombre d'alimentations nécessaires, dans le cadre d'applications de type alimentation de moteur, K.A. Corzine[2] propose d'utiliser un moteur dont les bornes des phases sont accessibles. De cette manière, si les bobinages des phases ne sont pas reliés entre eux, par exemple par un couplage étoile, il est possible d'alimenter le moteur avec deux onduleurs triphasés connectés chacun d'un côté des enroulements, comme illustré à la figure.2.10. Les deux convertisseurs fournissent chacun une part de la tension du moteur.

Ce type de connexion permet de limiter le nombre d'alimentations isolées à deux, alors que la mise en série de cellules en sortie d'un convertisseur triphasé en nécessite 4. Cela ne change pas la puissance moyenne fournie à la charge, mais cela permet de limiter un peu la circulation de puissance entre les alimentations des différentes phases. De manière tout à fait similaire à ce qui est fait dans cette étude, X. Kou[2] constate qu'il est possible d'utiliser un

rapport 4 entre les tensions d'alimentation de ces deux onduleurstriphasés

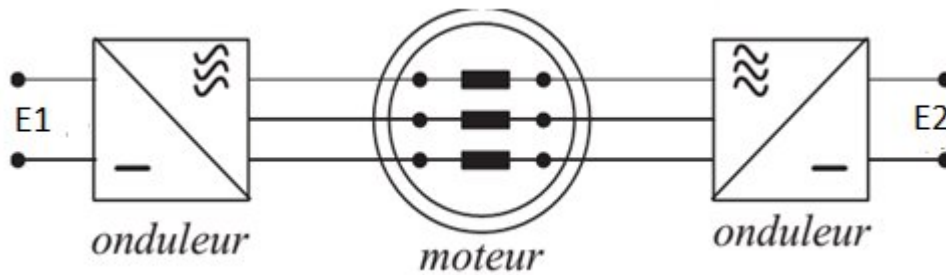


Figure.2.10. Alimentation d'un moteur par onduleurs.

2.8. Des caractéristiques des semi-conducteurs à l'intérêt des onduleurs multiniveaux asymétriques [2]

Pour atteindre la tension la plus élevée possible avec un nombre minimum de cellules, il faut construire un onduleur constitué de cellules identiques utilisant des interrupteurs de tension de blocage la plus élevée possible. Les onduleurs multiniveaux asymétriques permettent d'obtenir le plus grand nombre de niveaux avec le plus petit nombre de cellules. Cependant, le même nombre de niveaux peut être obtenu en employant des cellules identiques à la plus petite des cellules. Prenant en considération le fait que la tension des interrupteurs des cellules de tension plus élevée est plus grande dans le cas de la structure asymétrique, cette dernière utilise finalement la même quantité de semi-conducteurs. Il paraît difficile de justifier l'emploi d'un onduleur multiniveaux asymétrique par simple examen des propriétés de sa structure. Il nous faut nous pencher sur les paramètres technologiques des interrupteurs afin de comprendre le possible intérêt d'un tel convertisseur en électronique de puissance.

2.8.1. Définition de la tension de service

Dans cette partie, les pertes seront exprimées en fonction de la tension de service d'un onduleur, notée E_{service} , du courant redressé moyen et de la fréquence de pulsation. La tension de service est une grandeur qui permet de déterminer la puissance qu'un onduleur est capable de délivrer à une charge alternative. La tension de service d'une branche d'onduleur vaut la demi tension intermédiaire, comme illustré à la figure.2.11.a. Celle d'un pont en H est égale à la tension intermédiaire, comme illustré à la figure.2.11.b. D'une manière générale, la tension de service d'un onduleur est définie comme la plus grande tension efficace (alternative sans composante continue) que l'onduleur est capable de générer, c'est-à-dire la valeur efficace de la tension rectangulaire qu'il est capable de générer. L'utilisation de cette définition est commode pour comparer des structures différentes. Elle permet de calculer le rendement d'une structure en connaissant le facteur de forme de la tension (rapporté à la tension de service) et le facteur de puissance.

2.8.2. Définition de la fréquence de pulsation [2]

C'est la fréquence apparente de pulsation vue de la charge. Pour un signal à deux niveaux, c'est la fréquence d'apparition des impulsions qui le composent, comme illustré à la figure.2.11.a. D'une manière plus générale, c'est la fréquence de deux transitions successives entre deux niveaux adjacents, figure.2.11.b. Cette fréquence est notée f_p .

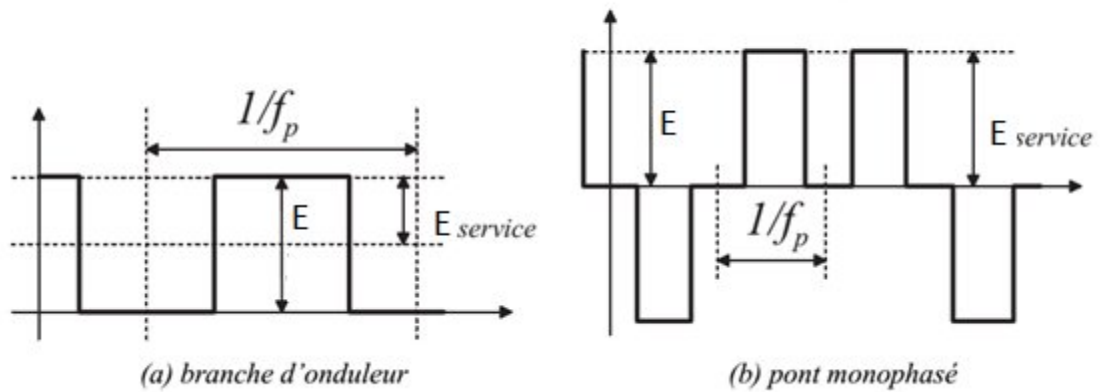


Figure.2.11. Grandeurs définissant les pertes.

2.8.3. Caractérisation des pertes des interrupteurs usuels [2]

Les deux types de pertes des semi-conducteurs de puissance sont :

- les pertes par conduction,
- les pertes par commutation.

Laissons de côté les interrupteurs de type BJT , et penchons-nous sur les interrupteurs IGBT, GTO et IGCT. Leurs pertes par conduction sont similaires à celles des diodes. La caractéristique de la chute de tension à l'état passant en fonction du courant présente un seuil puis une faible pente dénommée résistance dynamique : en première approximation nous considérons cette chute de tension constante pour un interrupteur donné. Avec les techniques actuelles, la tension augmente avec la capacité de l'interrupteur à bloquer des tensions plus élevées. Elle augmente cependant moins vite que la tension de blocage, comme nous pourrions le vérifier plus loin. Le phénomène de commutation peut être considéré comme étant d'une durée ne dépendant que faiblement de la valeur du courant.

Le temps de commutation a également tendance à augmenter avec la capacité de blocage de l'interrupteur. En faisant l'hypothèse que la chute de tension à l'état passant et le temps de commutation ne dépendent pas du courant, nous pouvons caractériser les pertes pour une cellule de commutation constituée d'un IGBT et d'une diode.

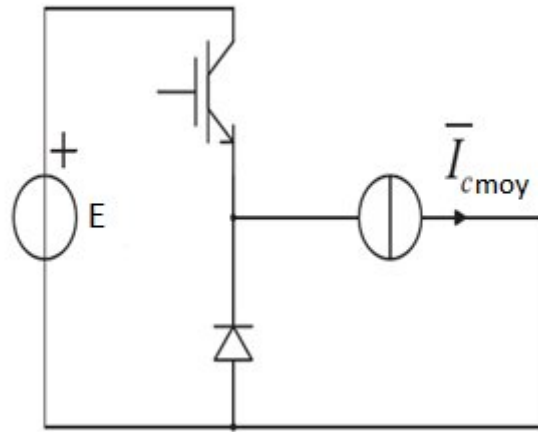


Figure.2.12. Schéma de la cellule de commutation étudiée.

La caractéristique en conduction étant de type seuil, seule la composante continue contribue aux pertes. En supposant que les caractéristiques statiques soient les mêmes pour l'IGBT et la diode, les pertes par conduction de la cellule de commutation s'élèvent en moyenne à :

$$P_{\text{cond}} = V_{\text{ce,sat}} * I_{\text{cmoy}} \quad (2.1)$$

avec I_{cmoy} , la valeur moyenne du courant de la charge redressé, $V_{\text{ce,sat}}$, la chute de tension à l'état passant.

De la même manière, les pertes moyennes par commutation dépendent de la valeur moyenne du courant de la charge redressé. Pour un enclenchement et un déclenchement de l'IGBT, c'est-à-dire pour une période, les pertes par commutation de la cellule valent en moyenne :

$$P_{\text{commut}} = 2 * E * I_{\text{cmoy}} * f_p * T_{\text{commut}} \quad (2.2)$$

Avec T_{commut} , le temps pendant lequel il faut appliquer la tension de service et le courant commuté pour obtenir la perte moyenne entre un enclenchement et un déclenchement de l'IGBT, et f_p , la fréquence de la porteuse. T_{commut} peut être calculé de la manière suivante à partir des énergies de commutation fournies par les constructeurs :

$$T_{\text{commut}}[\text{s}] = \frac{E_{\text{on}} + E_{\text{off}}}{U_{\text{nom}} * I_{\text{nom}}} \quad (2.3)$$

Avec, U_{nom} et I_{nom} la tension et le courant que l'interrupteur est capable de commuter. En additionnant [1] et [2], nous obtenons les pertes totales :

$$P_{\text{pertes}} = P_{\text{cond}} + P_{\text{commut}} = V_{\text{ce,sat}} * I_{\text{cmoy}} + 2 * E * I_{\text{cmoy}} * f_p * T_{\text{commut}} \quad (2.4)$$

Les pertes s'expriment en fonction de la moyenne du courant redressé de la charge alors que la puissance s'exprime en fonction du courant efficace de la charge. La relation entre ces deux courants peut être caractérisée par le facteur de forme :

$$\lambda_{\text{cmoy.eff}} = \frac{\bar{i}}{i_{\text{eff}}} \leq 1 \quad (2.5)$$

λ : facteur de puissance

Ce facteur est petit pour les courants contenant beaucoup d'harmoniques ; il est au contraire proche de l'unité pour les courants qui ne sont pas d'aspect impulsionnel.

Exprimées en fonction de la tension de service au lieu de la tension d'alimentation, les pertes par commutation valent :

$$P_{\text{commut}} = 4E_{\text{service}} \cdot \bar{i}_{\text{cmoy}} \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \quad (2.6)$$

En valeurs relatives, il vient :

$$P_{\text{cond}} = v_{\text{ce,sat}} \cdot \bar{i}_{\text{cmoy}} \quad (2.7)$$

$$P_{\text{ommut}} = 4 \cdot \bar{i}_{\text{cmoy}} \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \quad \text{avec : } E_{\text{service}} = E = \text{cst} \quad (2.8)$$

$$P_{\text{pertes}} = v_{\text{ce,sat}} \cdot \bar{i}_{\text{cmoy}} + 4 \bar{i}_{\text{cmoy}} \cdot f_p \cdot T_{\text{commut}} \quad (2.9)$$

Avec les grandeurs caractéristiques, la chute de tension rapportée à la tension de service est :

$$V_{\text{ce,sat}} = \frac{V_{\text{ce,sat}}}{E} \quad (2.10)$$

Les pertes dépendent également du courant moyen redressé rapporté au courant nominal :

$$i = \frac{\bar{i}_{\text{cmoy}}}{I_{\text{nom}}} \quad (2.11)$$

$$i = \frac{\bar{i}_{\text{cmoy}}}{I_{\text{nom}}} = \lambda \cdot i_{\text{eff}} \quad (2.12)$$

En grandeur relative, elles sont rapportées à la puissance que l'interrupteur est capable de commuter :

$$P_{\text{service}} = U_{\text{service}} * I \quad (2.13)$$

$$P_{\text{cond}} = p * P_{\text{service}} \quad (2.14)$$

$$P_{\text{commut}} = p * P_{\text{service}} \quad (2.15)$$

$$P_{\text{pertes}} = p * P_{\text{service}} \quad (2.16)$$

La puissance délivrée à la charge s'exprime en fonction des valeurs efficaces et du facteur de puissance :

$$P_{\text{charge}} = \lambda * E_{\text{eff}} * i \quad (2.17)$$

Le rendement du montage est obtenu par le quotient des puissances de sortie et d'entrée du convertisseur :

$$\eta = \frac{E_{\text{eff}} * i}{P_{\text{service}}} \quad (2.18)$$

avec E_{eff} et i_{eff} , la tension et le courant délivrés par le convertisseur à la charge et λ le facteur de puissance. Le courant apparaissant comme facteur au numérateur et au dénominateur, l'expression du rendement se simplifie :

$$\eta = \frac{E_{\text{eff}}}{P_{\text{service}}} \quad (2.19)$$

fabricant	type	Eblocage [V]	I_{nom} [A]	$V_{\text{ce,sat}}$ [V]	$\frac{V_{\text{ce,sat}}}{E_{\text{service}}}$ [%]	$E_{\text{on+off}}$ [mJ]	T_{commut} [ns]
Semikron	module IGBT	600	30	1.8	0.6	2.65	167
		1200	22	2.5	0.42	6.10	270
		1700	200	3.3	0.37	194	539
ABB	module IGBT	1700	1800	2.45	0.27	1730	534
		2500	1200	2.8	0.22	2885	962
		3300	1200	3.45	0.19	4485	1038
Dynex	branche IGBT	1200	100	2.4	0.40	36	300
		1200	100	1.85	0.31	29	242
		1700	100	3.05	0.34	84	467
		1700	100	2.15	0.24	76	421
		3300	100	3.9	0.22	353	979

Tableau 2.7. Pertes de différents composants extraites des données constructeurs

Le rendement est d'autant plus faible que la tension efficace appliquée à la charge et le facteur de puissance diminuent. Sachant cela, plutôt que de calculer le rendement qui

nécessite la connaissance de ces paramètres, nous caractériserons et comparerons nos structures à travers leurs pertes :

$$P = (v_{ce,sat} + 2 * f_p * T_{commut}) \bar{i}_{cmoy} \quad (2.20)$$

En calculant ces deux grandeurs caractéristiques extraites à partir des paramètres donnés par les fabricants, dont un échantillon est représenté dans le Tab2.7, nous pouvons vérifier qu'elles ne dépendent que peu du courant nominal du semi-conducteur, mais plutôt de la tension de service. La figure.2.13.représente ces paramètres en fonction de la tension de service pour un ensemble de semi-conducteurs sélectionnés. Ces paramètres sont dispersés mais des tendances sont bien marquées par les fonctions obtenues par méthode des moindres carrés. Le temps de commutation augmente presque linéairement avec la capacité de blocage. Les pertes par conduction augmentent en valeur absolue, mais moins vite que la capacité de blocage, ce qui montre une tendance à la diminution en valeur relative. Nous avons donc deux tendances opposées du point de vue des pertes. Un interrupteur haute tension présente une caractéristique intéressante pour avoir de faibles pertes par conduction, en revanche, il aura de plus fortes pertes par commutation.

Au-delà d'une certaine fréquence de commutation, les pertes par commutation deviennent prépondérantes, il est alors plus avantageux d'utiliser des interrupteurs de plus faible tension de blocage pour obtenir des pertes plus faibles. Cette fréquence peut cependant être élevée. Une des idées clés motivant l'utilisation d'onduleurs hybrides consiste à combiner un interrupteur performant en commutation avec un autre performant en conduction, l'objectif étant d'essayer d'obtenir une structure avec un rendement globalement plus élevé pour une fréquence de pulsation intermédiaire. L'obtention d'une structure plus performante est possible comme nous allons le montrer dans la suite en comparant les pertes de plusieurs structures, mais cela implique de nombreuses techniques de commande qui seront développées dans ce mémoire.

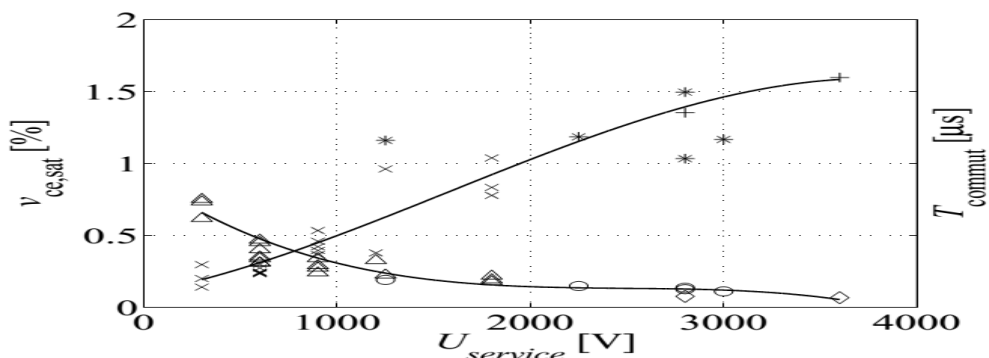


Figure.2.13. Caractéristiques des principaux semi-conducteurs en fonction de leur tension de service

Avec T_{commut} : temps équivalent aux pertes par commutation

$V_{ce,sat}[\%]$: chute de tension en % à l'état passante rapportée à la tension de service.

Les points IGBT (×) représente les caractéristiques pour un IGBT, de même (+) pour IGCT et également les points (*). Ceci est valable pour le temps de commutation.

Les points (Δ), (◇) et (◦) sont représentatifs de la chute de tension à l'état passant respectivement de l'IGBT, IGCT et GTO.

2.8.4. Expressions des pertes en fonction de la structure : [2]

A l'échelle de la commutation, et pour le calcul des pertes, nous pouvons considérer les onduleurs multiniveaux étudiés comme une combinaison de cellules élémentaires dont les pertes ont été calculées précédemment. Pour pouvoir effectuer les calculs sans avoir à prendre en considération toutes les associations possibles de semi-conducteurs, nous supposons que tous les semi-conducteurs suivent les caractéristiques représentées à la figure.2.13.

A partir des pertes en valeurs relatives pour une cellule de commutation élémentaire, nous pouvons établir l'expression des pertes pour différentes structures.

2.8.4.1. Pertes d'un pont monophasé

Pour un pont complet monophasé, le courant traverse toujours deux (02) interrupteurs et les pertes sont données par les expressions :

$$P_{\text{cond}} = 2 * v_{\text{ce}} * \bar{i} \quad (2.23)$$

$$P_{\text{commut}} = 2 * f_p * T_{\text{commut}} * \bar{i} \quad (2.23)$$

2.8.4.2. Pertes d'un pont triphasé

Pour un pont triphasé, chacun des courants ne traverse qu'un seul interrupteur, cependant la tension de service est également deux fois moindre pour une même tension intermédiaire.

Ainsi, les pertes par conduction ne changent pas en grandeurs relatives. A l'inverse, la tension commutée est deux fois plus élevée pour une même tension de service, les pertes par commutation sont donc 2 fois plus importantes en grandeurs relatives :

$$P_{\text{cond}} = 2 * v_{\text{ce}} * \bar{i} \quad (2.23)$$

$$P_{\text{commut}} = 4 * f_p * T_{\text{commut}} * \bar{i} \quad (2.24)$$

2.8.4.3. Pertes d'un onduleur multiniveaux monophasé

Dans un convertisseur multiniveaux monophasé constitué de m/2 cellules par branche, c'est-à-dire à m cellules au total, 2k semi-conducteurs sont traversés par le courant. Les pertes par conduction sont égales à la valeur des pertes de l'interrupteur considéré multipliées par le nombre d'interrupteurs traversés. La tension de service augmentant du même facteur, les pertes ne changent pas en valeurs relatives. En principe, une seule cellule est commutée à

la fois, de sorte que les pertes par commutation correspondent à celles d'un seul interrupteur qui ne doit bloquer qu'une fraction de la tension de service :

$$P_{\text{cond}} = 2 * v \quad , \quad * \bar{i} \quad (2.27)$$

$$P_{\text{commut}} = \frac{1}{2} * f_p * T_{\text{commut}} * \bar{i} \quad (2.28)$$

2.8.4.4. Pertes d'un onduleur multiniveaux triphasé

Pour un convertisseur multiniveaux triphasé à $k/2$ cellules par branche, la tension de service est deux fois plus faible. Le nombre d'interrupteurs traversés est également 2 fois plus faible, les pertes par conduction ne changent donc pas. La tension intermédiaire est la même, de sorte que les pertes par commutation sont deux fois plus élevées :

$$P_{\text{cond}} = 2 * v \quad , \quad * \bar{i} \quad (2.27)$$

$$P_{\text{commut}} = \frac{1}{2} * f_p * T_{\text{commut}} * \bar{i} \quad (2.28)$$

Pertes d'un onduleur en fonction de son nombre de niveaux :

Le nombre de niveaux vaut :

- $n = 2k + 1$ pour un onduleur monophasé,
- $n = k + 1$ pour un onduleur triphasé,

Nous observons qu'à nombre de niveaux égaux, la tension de service et les pertes sont les mêmes pour les onduleurs monophasés et triphasés. Il n'est pas nécessaire de faire la distinction entre les deux. Ainsi, les pertes peuvent s'exprimer plus simplement en fonction du nombre de niveaux :

$$P_{\text{cond}} = 2 * v \quad , \quad * \bar{i} \quad (2.29)$$

$$P_{\text{commut}} = \frac{1}{2} * f_p * T_{\text{commut}} * \bar{i} \quad (2.30)$$

2.8.4.5. Pertes d'un onduleur multiniveaux asymétrique

Pour un convertisseur multiniveaux asymétrique, m cellules onduleurs de caractéristiques pouvant être différentes sont connectées en série. En valeurs relatives, les pertes par conduction sont égales à la somme des pertes pondérées par la part de la tension de service bloquée par chacun des interrupteurs :

$$P_{\text{cond}} = 2 * \sum (n_k - 1) * \Delta_{uk} * v_{\text{ref}} * \bar{i} \quad (2.31)$$

Avec Δ_{uk} le pas de la cellule k rapporté à l'amplitude de l'onduleur, n_k son nombre de niveaux, généralement 2 ou 3. Le pas Δ_{uk} s'obtient à partir des niveaux de la cellule $\{V_{k,1}, V_{k,2}, \dots, V_{k,n}\}$ et des niveaux de l'onduleur $\{V_1, V_2, \dots, V_n\}$:

$$\Delta_{uk} = \frac{V_{k,n} - V_{k,1}}{V_n - V_1} \quad (2.32)$$

Les commutations sont idéalement réparties entre les cellules les plus adaptées, de sorte que seule une fraction de la tension de service est commutée :

$$P_{\text{commut}} = 2 * \Delta_{u1} * f_p * T_{\text{commut},k} * \bar{i} \quad (2.33)$$

Avec Δ_{u1} le pas de la cellule de plus petite tension. En réalité, les autres cellules de tensions plus élevées commutent également.

Pour être précis, il faut prendre en considération les pertes liées à ces commutations. Pour cela, nous ajoutons une contribution des autres cellules aux pertes par commutation données par l'expression :

$$P_{\text{commut}} = 2 * \sum \Delta_{uk} * f_{p,k} * T_{\text{commut},k} * \bar{i} \quad (2.34)$$

Avec $f_{p,k}$, la fréquence de la cellule. L'expression (2.35) convient bien lorsque la fréquence de commutation des cellules haute tension est liée à la fréquence du signal de référence. Dans les autres cas, lorsqu'elle est liée à la fréquence de pulsation apparente du convertisseur, nous préférons introduire un taux de commutation pour chaque cellule :

$$P_{\text{commut}} = 2 * \sum \Delta_{uk} * t_{\text{commut},k} * f_p * T_{\text{commut},k} * \bar{i} \quad (2.35)$$

Avec $t_{\text{commut},k}$ le taux de commutation de la cellule k qui est calculé à partir de la fréquence de pulsation apparente: $f_{p,k} = t_{\text{commut},k} * f_p$. La somme des taux de commutation des cellules les plus adaptées à la commutation vaut idéalement 1 ; les taux de commutation des autres cellules valent entre 0 et 1 et sont idéalement proches de 0.

2.8.5. Comparaison des pertes :[2]

2.8.5.1. Caractérisation des tendances des pertes

Des propriétés des interrupteurs représentées à la figure.2.13, il ressort que les pertes par conduction sont plus élevées en connectant en série des interrupteurs de plus petit calibre. Au contraire, les pertes par commutation sont plus faibles, d'une part par la structure, parce que seule une fraction de la tension de service est bloquée, et d'autre part par la

caractéristique des interrupteurs, parce que leur plus petit calibre en courant conduit à un temps de commutation plus faible.

Les structures les plus simples présentent les plus faibles pertes par conduction, comme illustré à la figure.2.14.a, tandis que les structures multiniveaux ont de plus faibles pertes par commutation, comme illustré à la figure.2.14.b.

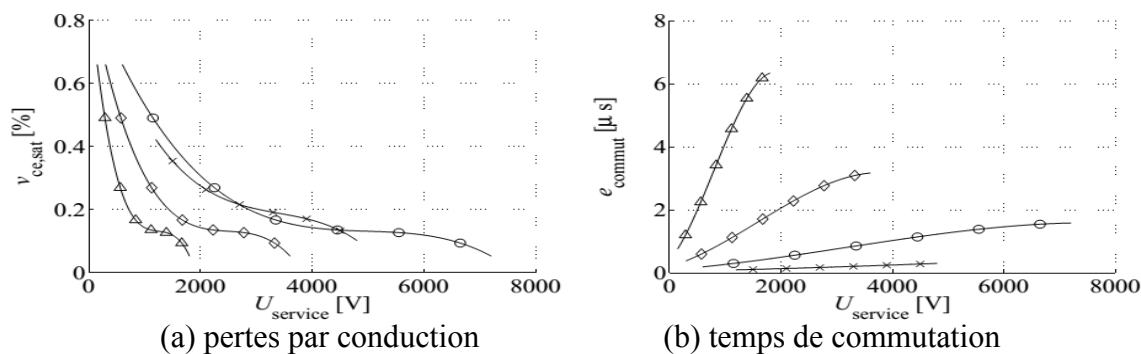


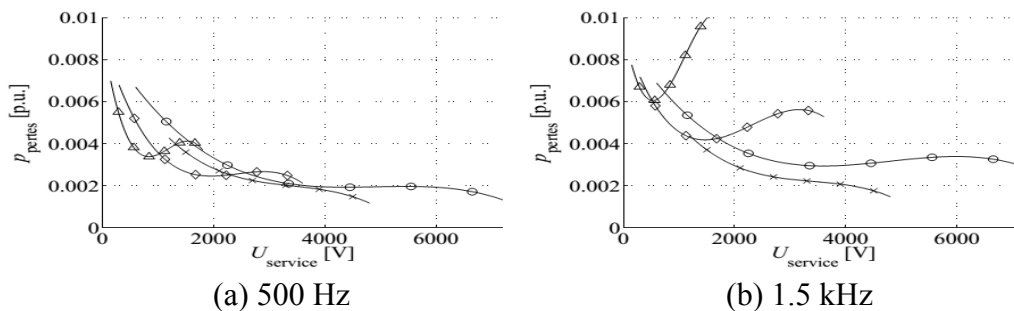
Figure.2.14. Comparaison de la chute de tension en valeur relative et des temps de commutation pour différentes topologies : pont monophasé (◇), pont triphasé (Δ), onduleur multiniveaux symétrique à 2 cellules (◦), onduleur multiniveaux asymétrique (×)

A basse fréquence de commutation, il est donc plus avantageux du point de vue du rendement énergétique d'utiliser un convertisseur conventionnel avec des interrupteurs utilisés au plus près de leur capacité de blocage. Passé une certaine fréquence, les pertes par commutation sont prédominantes, et il est plus avantageux d'utiliser plusieurs interrupteurs de plus petit calibre au sein d'un onduleur multiniveaux.

2.8.5.2. Choix de la structure en fonction de la la tension de service et de la fréquence :

Le choix de la structure dépend aussi bien de la tension de service que de la fréquence. Nous calculons ici les pertes de différentes structures, lorsqu'elles sont commandées en modulation (MLI), ce qui signifie que les pertes sont proportionnelles au courant moyen redressé. Nous représentons les pertes totales en fonction de la tension de service pour différentes topologies sur un même graphe à la figure.2.15 : nous choisissons la tension de service du convertisseur sur l'axe horizontal, ce qui nous permet de choisir la structure la plus adaptée en fonction de la fréquence (qui varie entre les différents graphes).

A basse fréquence et basse tension, les structures les plus intéressantes sont les plus simples, c'est à dire les ponts en H monophasé et triphasé. Dès que la tension ou la fréquence monte, les structures multiniveaux sont plus performantes.



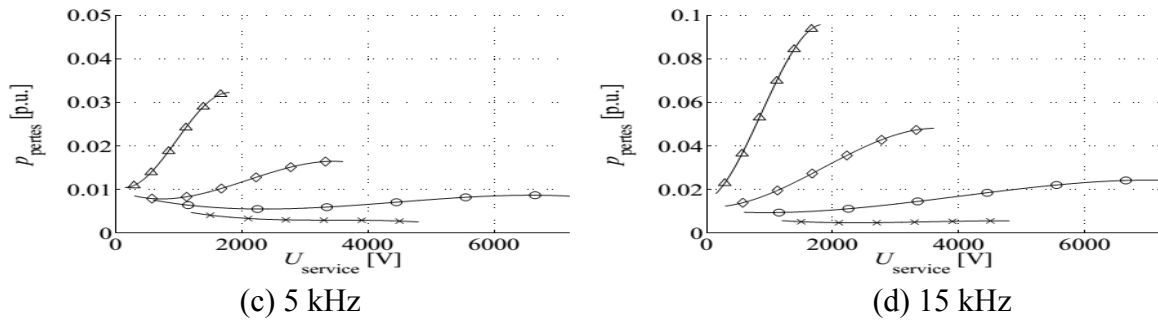
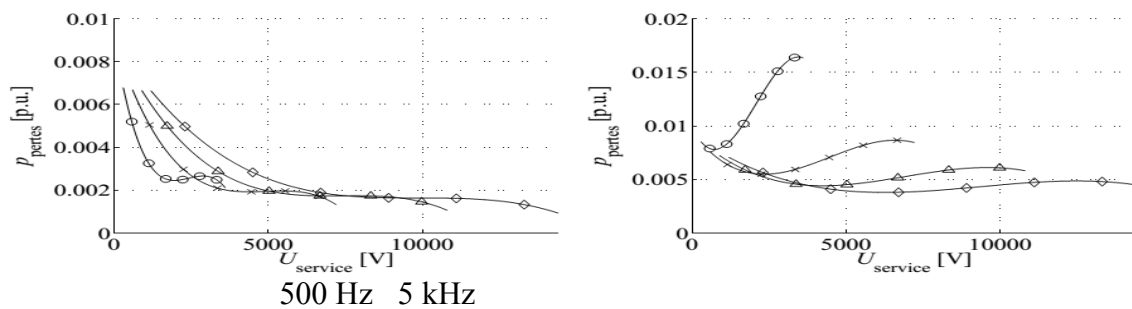


Figure.2.15. Comparaison des pertes pour différentes topologies et fréquences de commutation : pont triphasé (Δ), pont monophasé (\diamond), onduleurs 3 niveaux triphasé (\circ), onduleurs 5 niveaux (\square), onduleurs multiniveaux asymétriques 9 niveaux avec un rapport de 3 entre 1

La structure asymétrique présente clairement un intérêt dès que la fréquence augmente. En revanche, la contrainte d'employer des interrupteurs de tension de service différentes restreint son domaine d'application en tension.

2.8.5.3. Choix du nombre de cellules d'un onduleur multiniveaux symétrique :

Ayant établi que les onduleurs multiniveaux sont plus avantageux que les structures conventionnelles dès que la fréquence de commutation ou la tension de service augmente, nous analysons plus en détail le cas des onduleurs multiniveaux symétriques. A la figure.2.16, nous étudions l'influence du nombre de cellules. De nouveau, lorsque la fréquence de commutation ou la tension de service augmentent, il est plus avantageux d'utiliser davantage de cellules. A basse tension le choix d'un plus petit nombre de cellules s'impose sous peine de mal utiliser les semi-conducteurs en conduction et de voir ces pertes augmenter en valeur relative. A haute tension, l'absence de semi-conducteurs adéquats impose le passage à une structure multiniveaux.



ure 2.16. Comparaison des pertes pour un onduleur multiniveaux symétrique en fonction du nombre de cellules et de la fréquence de commutation : 1 cellule (\circ), 2 cellules (\times), 3 cellules (Δ), 4 cellules (\diamond).

2.8.5.4. Onduleur multiniveaux asymétrique : choix du rapport entre les tensions :

De la figure.2.15, il ressort clairement que les onduleurs multi-niveaux asymétriques présentent un intérêt dès que la fréquence de commutation augmente. Nous étudions maintenant l'influence du rapport entre les tensions des cellules combinées sur les pertes à la figure.2.17. Les plus grands rapports sont favorables à l'obtention d'un meilleur rendement, car ils permettent de combiner les composants les plus adaptés à la commutation avec les plus adaptés à la conduction.

2.8.5.5. Onduleur multiniveaux asymétrique : influence des taux de commutation

Pour autant que l'on parvienne à s'affranchir d'un certain nombre de problèmes qui ont été négligés à la figure.2.15, l'onduleur multiniveaux asymétrique présentera un

rendement élevé Nous vérifions à la figure.2.17 et figure.2.18, que la structure asymétrique est moins intéressante lorsque la fréquence de sa cellule haute tension augmente.

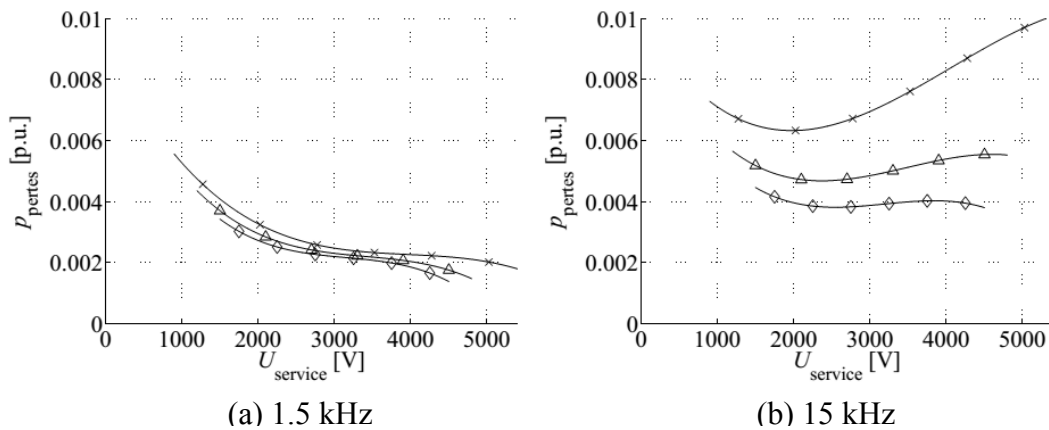


Figure.2.17. Comparaison des pertes pour un onduleur multiniveaux asymétrique en fonction du rapport des tensions et de la fréquence de commutation : rapport 2 (×), rapport 3 (Δ) rapport 4 (◇).

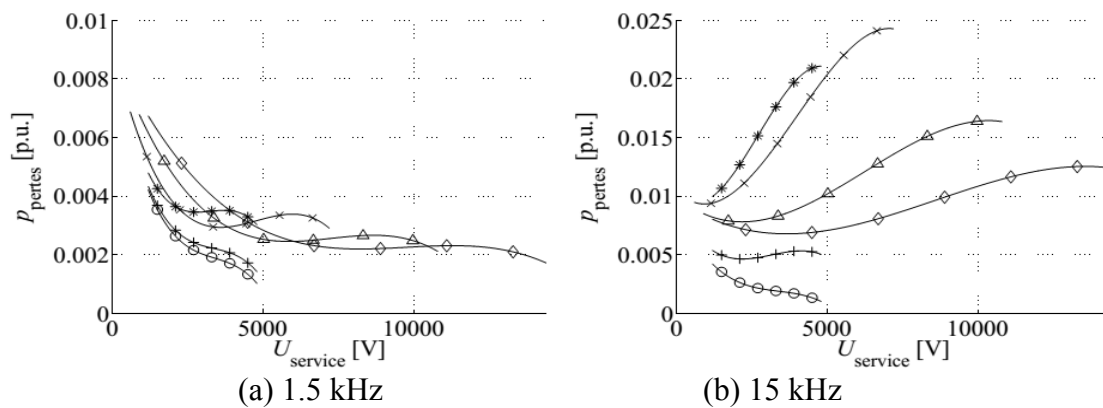


Figure.2.18. Comparaison des pertes entre onduleurs multiniveaux symétriques et asymétriques en fonction du taux de commutation simultanées, de la tension de service et de la fréquence de commutation ; structures asymétrique avec taux de commutation de 0 % (○), 10

2.8.5.6. Onduleur multiniveaux asymétrique : choix des structures

A la figure.2.19, nous comparons trois types de combinaisons :

- la combinaison d’un pont triphasé deux niveaux avec des ponts en H à 3 niveaux,
- la combinaison d’un onduleur trois niveaux avec des ponts en H à 3 niveaux,
- la combinaison d’un onduleur cinq niveaux avec des ponts en H à 3 niveaux.

De nouveau, lorsque la fréquence et la tension de service augmentent, la structure la plus complexe permet d’obtenir le rendement le plus élevé.

Pour obtenir une structure à rendement élevé, il faut disposer d’une alimentation performante des cellules. Toutes les pertes figurant dans ces comparaisons sont calculées en aval de l’alimentation. Ces comparaisons sont valables pour autant que les conditions d’alimentation des différentes solutions soient d’égales performances. Pourtant, en plus de conduire à une augmentation du nombre de composants, la nécessité d’avoir des alimentations isolées peut conduire à une forte dégradation du rendement de l’alimentation et donc du convertisseur complet.

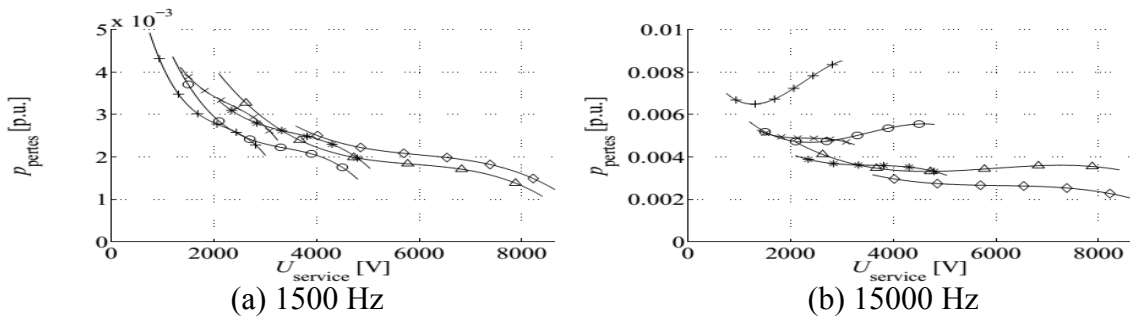


Figure.2.19. Comparaison des pertes entre une combinaison asymétrique de cellules comprenant un onduleur 2 niveaux et : 1 (+) ou 2 (x) cellules 3 niveaux ; une combinaison de cellules comprenant un onduleur trois niveaux et 1 (o) ou 2 (*) cellules 3 niveaux ; une c

2.9. Terminologie des convertisseurs multiniveaux [4]

L'approche terminologique que nous proposons dans cette section facilite et rend uniforme le design des convertisseurs multiniveaux.

2.9.1. Concept de dissymétrie totale :

Nous entendons par 'coefficient de dissymétrie totale', λ_j , le rapport entre la tension continue E_{dj} aux bornes d'un onduleur partiel de rang j ($j=1 \dots 2$) sur une phase, et la tension totale (équivalente) continue E que peut délivrer le convertisseur.

$$\lambda_j = \frac{E_{dj}}{E}, \quad j=1 \dots 2 \quad (2.36)$$

$$E = 2 \sum E_{dj} \quad (2.37)$$

E_{dj} : Tension d'alimentation de l'onduleur j .

2.9.2. Concept de dissymétrie partielle

Le concept de dissymétrie partielle caractérise le rapport entre les tensions qui alimentent deux onduleurs partiels de rangs consécutifs. Nous notons δ , le coefficient de dissymétrie partielle entre les convertisseurs de rang $j=1$ et $j=2$.

$$\text{Avec } \delta = E_{d2}/E_{d1} \quad (2.38)$$

E_{d1} et E_{d2} tensions d'alimentation des onduleurs partiels.

2.9.3. Convertisseur multiniveaux symétrique (à cinq niveaux) Jusqu'à présent, la plupart de publications sur la topologie de convertisseurs multiniveaux de type cascade considèrent des coefficients identiques, tels que:

$$\lambda_1 = \lambda_2 = 4 \quad (2.39)$$

$$\delta = 1 \quad (2.40)$$

Les équations (2.39) et (2.40) caractérisent un convertisseur multiniveaux symétrique, dont les onduleurs sont alimentés par des tensions continues ayant des valeurs identiques. Les études précédentes ont montré que la tension générée par l'ondeur peut prendre

$n=(2k+1)$, dans le cas ou $k=2$; $n=5$ valeurs distinctes

2.9.4. Convertisseur multiniveaux asymétrique :

Dès lors que l'un au moins des coefficients λ_j est différent des autres, alors le convertisseur est considéré comme étant asymétrique. Dans ce cas, le coefficient δ est différent de 1.

2.9.5. Convertisseur multiniveaux à pas uniforme :

Un pas uniforme permet d'obtenir des lois de commande simples. Nous allons décrire les conditions que les tensions d'entrées doivent respecter pour obtenir l'uniformité du pas. A la figure.2.20, nous avons représenté la forme de la tension généralement obtenue à la sortie d'un convertisseur multiniveaux quelconque $(E_d)_i$ correspond à la différence de potentiel entre la phase $i=(1 \dots 3)$ et le point neutre du convertisseur.

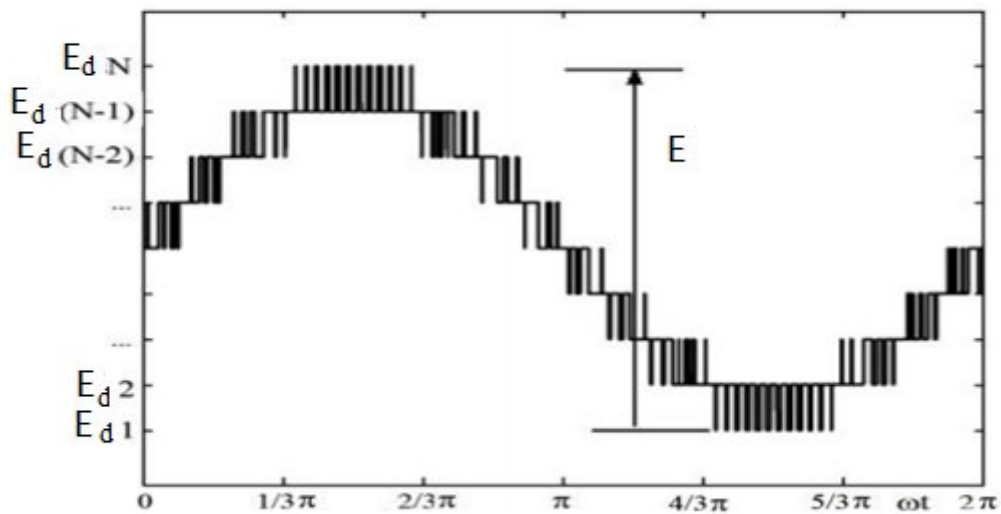


Figure.2.20. Exemple de forme d'onde d'un convertisseur multiniveaux.

Les valeurs $(E_{d1})_i, (E_{d2})_i, \dots, (E_{dN})_i$ correspondent aux niveaux possibles de E_{di} . Le convertisseur est dit à pas uniforme ou régulier si la différence entre deux niveaux consécutifs est constante. Autrement dit:

$$(E_{d1})_i - (E_{d2})_i = \dots = (E_{dN-1})_i - (E_{dN})_i \quad (2.41)$$

Si l'on suppose que les onduleurs partiels sont arrangés de façon que $E_{d2} \geq E_{d1}$, alors les coefficients de dissymétrie partielle sont des entiers naturels non nuls.

$$\lambda \in \mathbb{N}^* \quad (2.42)$$

Dans ce cas, les coefficients de dissymétrie totale peuvent se mettre sous la forme de fractions irréductibles, comme le montre la relation:

$$\lambda_j = \frac{D_j}{N_j} \quad \text{où } N_j, D_j \in \mathbb{N}^* \quad (2.43)$$

Dans le cas contraire, le convertisseur est dit à pas irrégulier ou à pas non uniforme.

Généralement, pour obtenir un convertisseur à pas régulier, les tensions E_{dj} doivent être disposées comme le montre la relation (2.44). Elles doivent en plus respecter l'inégalité (2.45) (Condition d'uniformité du pas).

$$E_{d1} \leq E_{d2} \quad (2.44)$$

$$E_{dj} \leq 2(\sum E_j) + 1 \quad (2.45)$$

Tel que,

$$E_{dj} = \frac{D_j}{N_j} \quad (2.46)$$

Le nombre de niveaux pour un groupe de tensions donné, s'obtient à partir de la relation suivante:

$$n = 2(\sum E_j) + 1 \quad (2.47)$$

La relation (2.47) modifie fondamentalement le nombre de niveaux que peut générer la topologie multiniveaux étudiée. Le nombre dépend non seulement du nombre d'onduleurs partiels en série par phase, mais aussi de la tension continue qui alimente chacun d'eux.

2.9.6. Quelques possibilités d'application [3]

- ✓ Application dans le domaine de la traction ferroviaire et urbaine.
- ✓ Application dans l'alimentation des réseaux de bord et de propulsion des bâtiments maritimes.
- ✓ Application dans le domaine des réseaux électriques.
- ✓ Application dans le domaine de l'alimentation des machines électriques.

2.10. Conclusion

Ce chapitre traite l'étude des convertisseurs multiniveaux asymétrique. Il montre qu'en alimentant les cellules partielles par des tensions continues de valeurs différentes (alimentation asymétrique), il est possible d'augmenter le nombre de niveaux à la sortie du convertisseur, sans complexité supplémentaire à sa structure. [3]

Chapitre 3. Les onduleurs multiniveaux asymétriques à cinq niveaux

3.1. Introduction

Les onduleurs multiniveaux asymétriques se distinguent par les paramètres technologiques des interrupteurs les constituant. Les interrupteurs à haute tension provoquent moins de pertes par conduction, tandis que les interrupteurs à basse tension sont plus rapides. L'hybridation de cellules composées d'interrupteurs de calibres en tension différents permet de réaliser un convertisseur qui présente moins de pertes par conduction qu'un autre onduleur multiniveaux, en présentant de plus faibles pertes par commutation. [2]

Les onduleurs multiniveaux asymétriques triphasés étudiés dans ce chapitre sont constitués par la mise en série d'onduleurs partiels par phase (structure cascade). Un cas particulier sera étudié : l'onduleur asymétrique à cellules cascades à cinq niveaux.

3.2. Schéma d'une cellule d'hybridation en cascade d'onduleurs multiniveaux

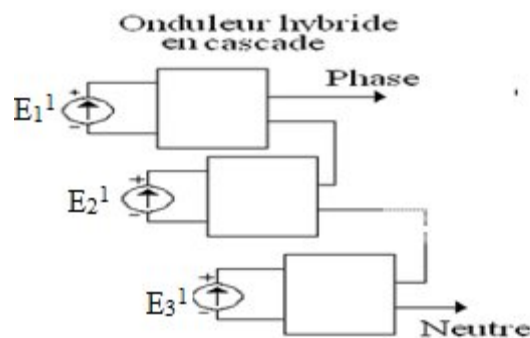


Figure.3.1. Onduleur hybride en cascade.

3.3. Structure de l'onduleur multiniveaux asymétrique à k cellules partielles

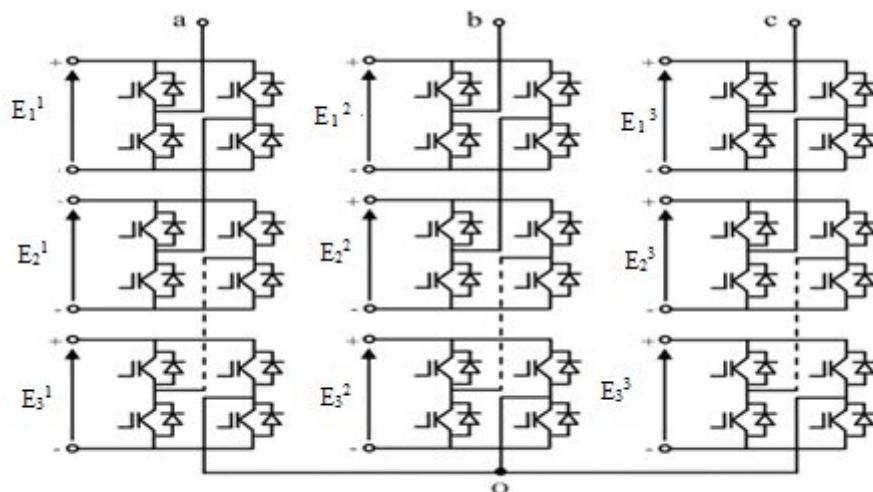


Figure.3.2. Mise en série de k onduleurs partiels monophasés par phase (structure cascade).[8]

3.4. Modèle d'un onduleur multiniveaux asymétrique à cellules cascadiées à cinq niveaux

3.4.1. Schéma de montage

Chaque phase de l'onduleur multiniveaux étudié dans cette partie de mémoire est composé de quatre onduleurs. Chaque onduleur partiel peut générer trois valeurs différentes (+V, 0, -V) en connectant la source d'entrée (DC) à la source de sortie (AC) avec les différentes combinaisons des quatre interrupteurs, K1, K2, K3 et K4.

Les quatre onduleurs sont connectés en série, et chacun est alimenté avec une tension différente de façon que la tension par phase soit la somme des tensions de sorties des quatre onduleurs partiels. Le niveau de tension de l'onduleur multiniveaux asymétrique est compris entre $2K+1$ et 3^K avec K qui est le nombre de sources continues.

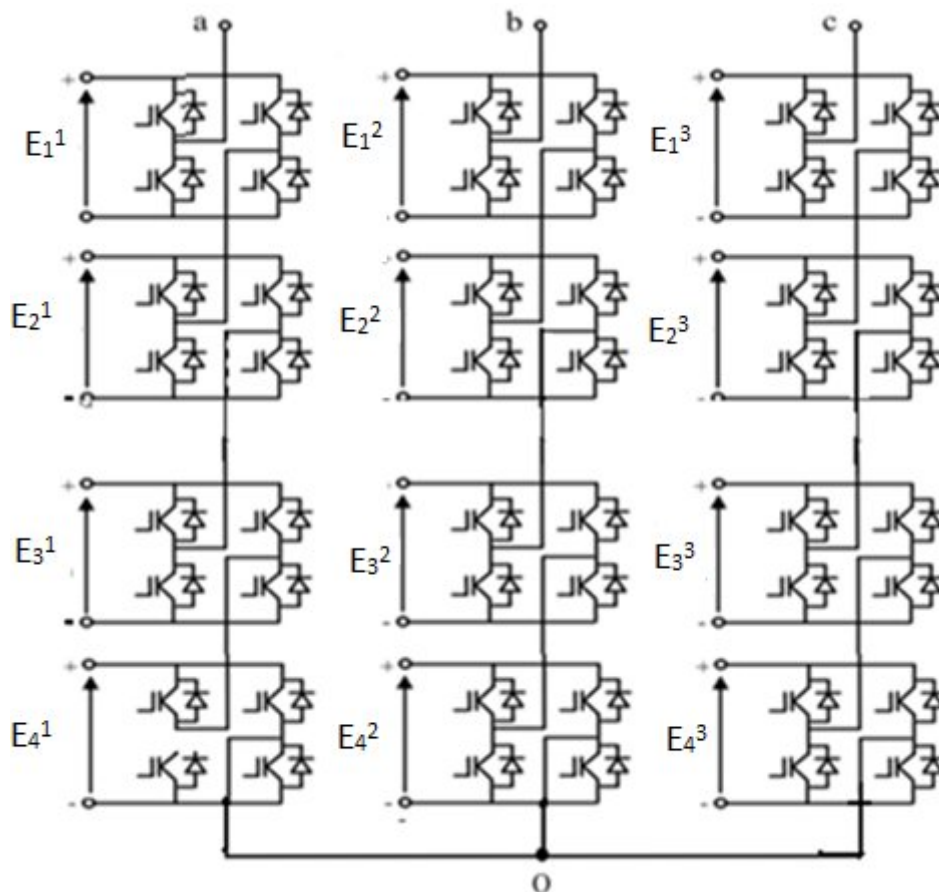


Figure.3.3. Structure d'un onduleur multiniveaux asymétrique à cellules cascadiées à cinq niveaux.

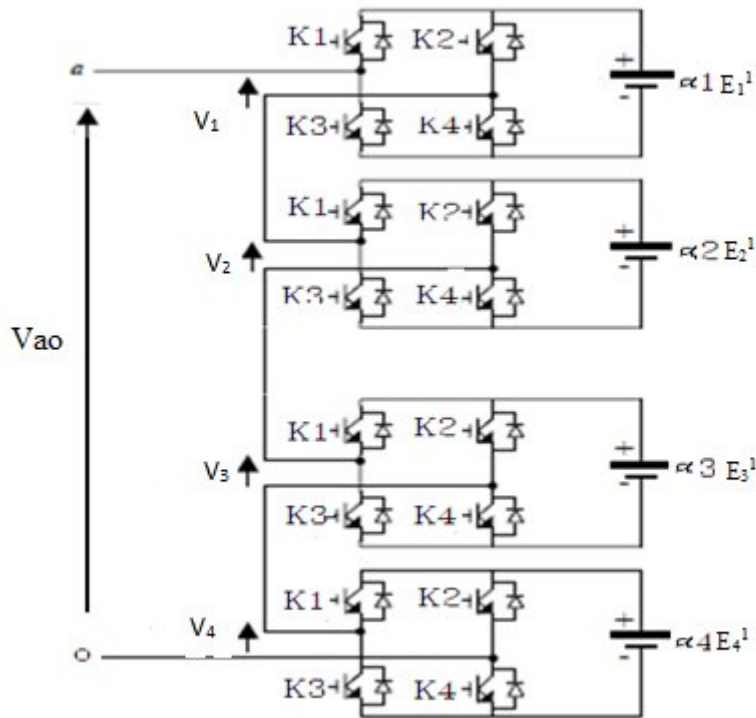


Figure.3.4. La structure d'une phase d'un onduleur multiniveaux asymétrique à cellules cascadées.

3.4.2. Modèle mathématique

Tous les convertisseurs de l'électronique de puissance sont à base d'une cellule universelle. Le rôle des interrupteurs est de pouvoir moduler la puissance entre source et charge. La nature des interrupteurs K_1 et K_2 (Diode, Thyristor, Thyristor dual, GTO, Transistor bipolaire, IGBT, MOS, ...) est fonction de la nature de la conversion à réaliser.

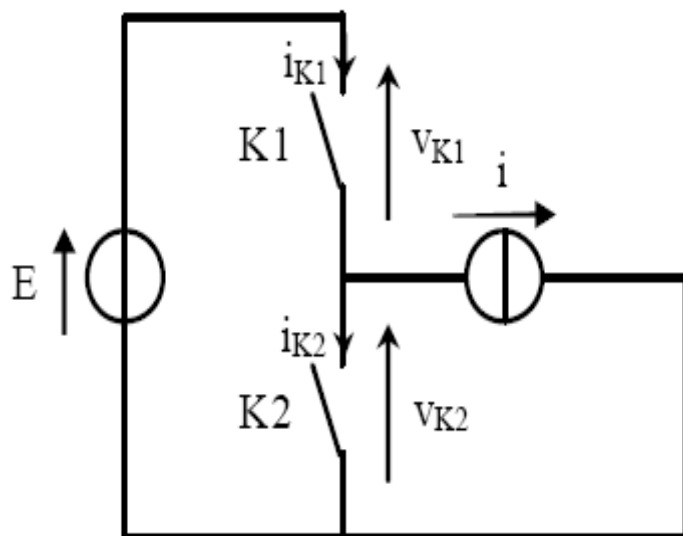


Figure.3.5. La cellule de commutation.

Dans notre cas, les sources de tension (Source) sont de nature continue et les sources de courant (Charge) sont de nature alternative, donc la conversion souhaitée est de type

Energie Continue en Energie Alternative. Pour analyser le fonctionnement de cette cellule, on va introduire le formalisme des fonctions de connexion et de conversion, et ainsi, généraliser et modéliser le fonctionnement de n'importe quel convertisseur.

a) Fonctions de connexion

A partir de la structure de la figure.3 .5, on élabore le schéma fonctionnel en disposant horizontalement les charges et verticalement les sources, voir figure.3.6.

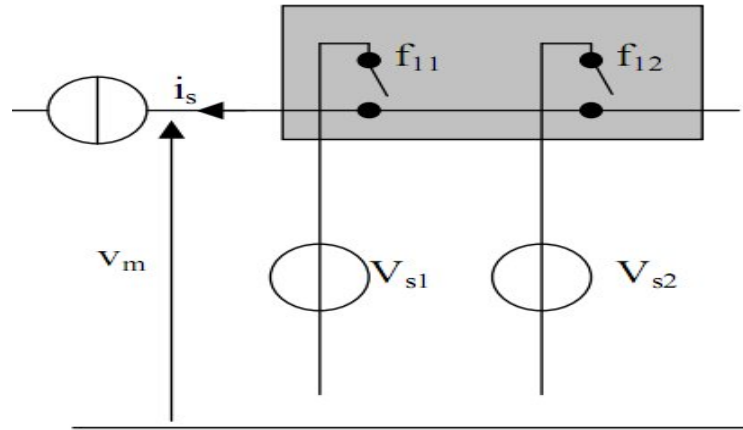


Figure.3.6. Structure matricielle de l'onduleur en demi-pont.

V_m : valeur instantanée de la tension aux bornes de la charge de nature source de courant alternatif.

V_{s1}, V_{s2} : valeur instantanée de la tension aux bornes de la source de nature source de tension continue.

f_{11} et f_{12} sont respectivement les fonctions de connexion des interrupteurs K_1 et K_2 avec :

$$\begin{matrix} 1 & & \text{é} \\ 0 & & \\ & & 1 & & \text{é} \\ & & 0 & & \end{matrix}$$

En vertu du respect des règles de transfert énergétique, l'association de sources en parallèle ou en série au moyen d'un interrupteur ne doit pas engendrer de discontinuité énergétique ce qui implique :

- Une source de tension, dont la différence de potentielle n'est pas nulle, ne peut être mise en court-circuit lors de la fermeture de l'interrupteur.
- Une source de courant dont l'intensité n'est pas nulle, ne peut être mise en circuit ouvert, lors de l'ouverture d'un interrupteur

Ces règles exigent :

- + = 1

b) Fonctions de conversion

On appelle fonction de conversion $M_c(t)$, la fonction qui permet de passer de la tension d'entrée de l'onduleur à sa tension de sortie.

L'onduleur en pont monophasé utilisé dans la figure.3.7 est réalisé en utilisant deux cellules universelles.

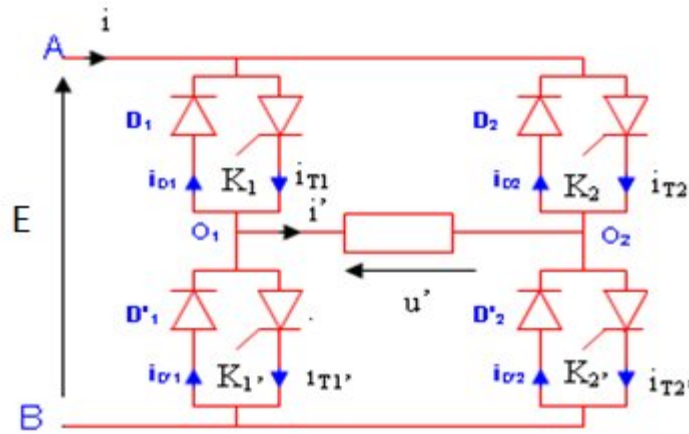


Figure.3.7. Onduleur en pont monophasé.

f_{11} et f_{12} sont respectivement les fonctions de connexion des interrupteurs K_{11} et K_{12} et f_{21} et f_{22} sont respectivement celle de $K_{1'}$ et $K_{2'}$

$$\begin{matrix} 1 & \text{é} & 1 & ' & \text{é} \\ 0 & & 0 & ' & \end{matrix}$$

$$\begin{matrix} 1 & \text{é} & = & 1 & ' & \text{é} \\ 0 & & & 0 & ' & \end{matrix}$$

Les fonctions (et) sont respectivement complémentaire, ainsi que (,)

Etablissement de la fonction de conversion

$$= -$$

Avec :

$$\begin{matrix} = & = 1 & = 0 \\ = 0 & = 1 & = 0 \\ = & = 1 & = 0 \\ = 0 & = 1 & = 0 \end{matrix}$$

Si on prend le point B comme le point de référence des tensions.

$$= - = .(-)$$

Ainsi la fonction de conversion dans ce cas est :

$$(\) = \quad -$$

c) Les fonctions de connexions et de conversions de l'onduleur à Cinq niveaux

On peut réaliser un onduleur triphasé en groupant trois onduleurs monophasés (trois cellules universelles), il suffit de décaler d'un tiers de période (T/3) les commandes relatives des trois bras.

Pour la première cellule de la première phase de l'onduleur étudié :

$$V_1 = \alpha_1 E \quad \text{si} \quad = 1 \quad \text{donc} \quad = 0$$

$$V_1 = 0 \quad \text{si} \quad = 0 \quad \text{donc} \quad = 1$$

$$V_1 = \alpha_1 E (\quad - \quad)$$

$$Mc_1(t) = \quad -$$

Pour la deuxième cellule de la première phase :

$$V_2 = \alpha_2 E \quad \text{si} \quad = 1 \quad \text{donc} \quad = 0$$

$$V_2 = 0 \quad \text{si} \quad = 0 \quad \text{donc} \quad = 1$$

$$V_2 = \alpha_2 E (\quad - \quad)$$

$$Mc_2(t) = \quad -$$

Pour la troisième cellule de la première phase :

$$V_3 = \alpha_3 E \quad \text{si} \quad = 1 \quad \text{donc} \quad = 0$$

$$V_3 = 0 \quad \text{si} \quad = 0 \quad \text{donc} \quad = 1$$

$$V_3 = \alpha_3 E (\quad - \quad)$$

$$Mc_3(t) = \quad -$$

Pour la quatrième cellule de la première phase :

$$V_4 = \alpha_4 V \quad \text{si} \quad = 1 \quad \text{donc} \quad = 0$$

$$V_4 = 0 \quad \text{si} \quad = 0 \quad \text{donc} \quad = 1$$

$$V_4 = \alpha_4 E (\quad - \quad)$$

$$Mc_3(t) = \quad -$$

La tension de sortie de la première phase sera :

$V_{ao} = \sum$ avec $j = a$ donc :

$$V_{ao} = V_1^a + V_2^a + V_3^a + V_4^a \quad (3.1)$$

Donc : $M_{ca}(t) = \sum$ $i_j(t)$ avec $j=a$

Puisque on a un système triphasé équilibré donc pour les phases b et c :

$$V_{bo} = V_1^b + V_2^b + V_3^b + V_4^b \quad (3.2)$$

$M_{cb}(t) = \sum$ $i_j(t)$ avec $j=b$

$V_{co} = \sum$ avec $j=c$

$M_{cc}(t) = \sum$ $i_j(t)$ avec $j=c$

Avec : α_i : Coefficient de pondération des tensions d'alimentation $i=1, \dots, 4$

U: La tension d'entrée de l'onduleur

V_{joi} : la tension de sortie des onduleurs partiels avec j représente la phase

V : La tension de sortie par phase de l'onduleur

$$U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \dots \dots \dots \quad (3.3)$$

$$U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \dots \dots \dots \quad (3.4)$$

$$U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \dots \dots \dots (3.5)$$

Avec : $V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = 0$ c est un système équilibré

(1)-(3) :

- ▶ $U_{ab} - U_{ca} = 3V_{ao}$
- ▶ $U_{ca} - U_{bc} = 3V_{co}$
- ▶ $U_{bc} - U_{ab} = 3V_{bo}$

Donc on peut écrire :

$$3 \quad = \quad \begin{matrix} - \\ - \\ - \end{matrix}$$

On peut donc écrire :

$$3 \quad = \quad \begin{matrix} - & - & - \\ - & - & - \\ - & - & - \end{matrix}$$

$$= \begin{matrix} 2 & - & - \\ 2 & - & - \\ 2 & - & - \end{matrix}$$

d) Tableau de vérité

Les niveaux de tension qui peut générer un onduleur multiniveaux asymétrique avec une commande unipolaire qui prend à la sortie des valeurs (U,-U, 0).Les sont représentés dans le tableau suivant :

On pose $E_i = \alpha_i E$ avec $i=1, \dots, 4$

V1	V2	V3	V4	V		
V1	V2	V3	V4	V1+V2+V3+V4		
			0	V1+V2+V3		
			-V4	V1+V2+V3-V4		
		0	0	V4	V1+V2+V4	
				0	V1+V2	
				-V4	V1+V2-V4	
		-V3	-V3	V4	V1+V2-V3+V4	
				0	V1+V2-V3	
				-V4	V1+V2-V3-V4	
	V4			V1+V3+V4		
	0			V1+V3		
	-V4			V1+V3-V4		
	0	0	V3	V4	V1+V4	
				0	V1	
				-V4	V1-V4	
			-V3	-V3	V4	V1-V3+V4
					0	V1-V3
					-V4	V1-V3-V4
					V4	V1-V2+V3+V4
					0	V1-V2+V3
					-V4	V1-V2+V3-V4
	-V2	-V2	V3	V4	V1-V2+V4	
				0	V1-V2	
				-V4	V1-V2-V4	
-V3			-V3	V4	V1-V2-V3+V4	
				0	V1-V2-V3	
				-V4	V1-V2-V3-V4	
				V4	V2+V3+V4	
				0	V2+V3	
				-V4	V2+V3-V4	
0	V2	V3	V4	V2+V4		
			0	V2		
			-V4	V2-V4		
		-V3	-V3	V4	V2-V3+V4	
				0	V2-V3	
				-V4	V2-V3-V4	

	0	V3	V4	V3+V4
			0	V3
			-V4	V3-V4
		0	V4	V4
			0	0
			-V4	-V4
		-V3	V4	-V3+V4
			0	-V3
			-V4	-V3-V4
	-V2	V3	V4	-V2+V3+V4
			0	-V2+V3
			-V4	-V2+V3-V4
		0	V4	-V2+V4
			0	-V2
			-V4	-V2-V4
-V3		V4	-V2-V3+V4	
		0	-V2-V3	
		-V4	-V2-V3-V4	
-V1	V2	V3	V4	-V1+V2+V3+V4
			0	-V1+V2+V3
			-V4	-V1+V2+V3-V4
		0	V4	-V1+V2+V4
			0	-V1+V2
			-V4	-V1+V2-V4
		-V3	V4	-V1+V2-V3+V4
			0	-V1+V2-V3
			-V4	-V1+V2-V3-V4
	0	V3	V4	-V1+V3+V4
			0	-V1+V3
			-V4	-V1+V3-V4
		0	V4	-V1+V4
			0	-V1
			-V4	-V1-V4
		-V3	V4	-V1-V3+V4
			0	-V1-V3
			-V4	-V1-V3-V4
	-V2	V3	V4	-V1-V2+V3+V4
			0	-V1-V2+V3
			-V4	-V1-V2+V3-V4
		0	V4	-V1-V2+V4
			0	-V1-V2
			-V4	-V1-V2-V4
		-V3	V4	-V1-V2-V3+V4
			0	-V1-V2-V3
			-V4	-V1-V2-V3-V4

Tableau 3.1. Niveaux de tension générant un onduleur multiniveaux asymétrique avec une commande unipolaire

3.5. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'établissement du modèle mathématique (fonctions de connexions et de conversions) de l'onduleur à cinq niveaux afin de pouvoir simuler ce modèle par la suite.

Le chapitre qui suit sera dédié à la simulation avec le logiciel MATLAB/ SIMULINK, ainsi qu'à l'analyse des différents résultats obtenus avec ce dernier pour contrôler la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur qui va alimenter une machine asynchrone.

Chapitre 4. Résultats de simulation de l'ensemble onduleur multiniveaux-Machine asynchrone

4.1. Introduction :

Pour pouvoir étudier l'effet de l'alimentation des onduleurs sur la commande en tension de la machine asynchrone, nous allons alimenter les onduleurs partiels par des tensions identiques, donc une alimentation symétrique ,puis une alimentation asymétrique avec des niveaux de tension différents donc pour le faire nous allons relever un ensemble de courbes caractéristiques pour pouvoir les analyses.

4.2. Les paramètres de simulation

➤ Les paramètres des onduleurs partiels :

On a réalisé trois essais avec des tensions d'alimentation différentes :

Cas symétrique: $E1=E2=E3=E4=80V$

Cas asymétrique à pas uniforme: $E1=30V, E2=60V, E3=90V, E4=120V$

Cas asymétrique à pas non uniforme: $E1=24V, E2=72V, E3=96V, E4=120V$

Avec : E1, E2, E3 et E4 sont respectivement les tensions d'alimentation des onduleurs partiels 1, 2, 3 et 4.

➤ Les paramètres de la commande MLI bipolaire :

Une commande est dite bipolaire si la tension de sortie prend les valeurs (U,-U).

L'indice de modulation : $m=21$.

La fréquence de signale référence $f_s=50HZ$.

La fréquence de la porteuse $f_p=m*f_s$ [HZ].

Vitesse de synchronisation : $\omega_s=100*\pi$ [rad].

4.3. Les différentes courbes obtenues :

- Cas symétrique :

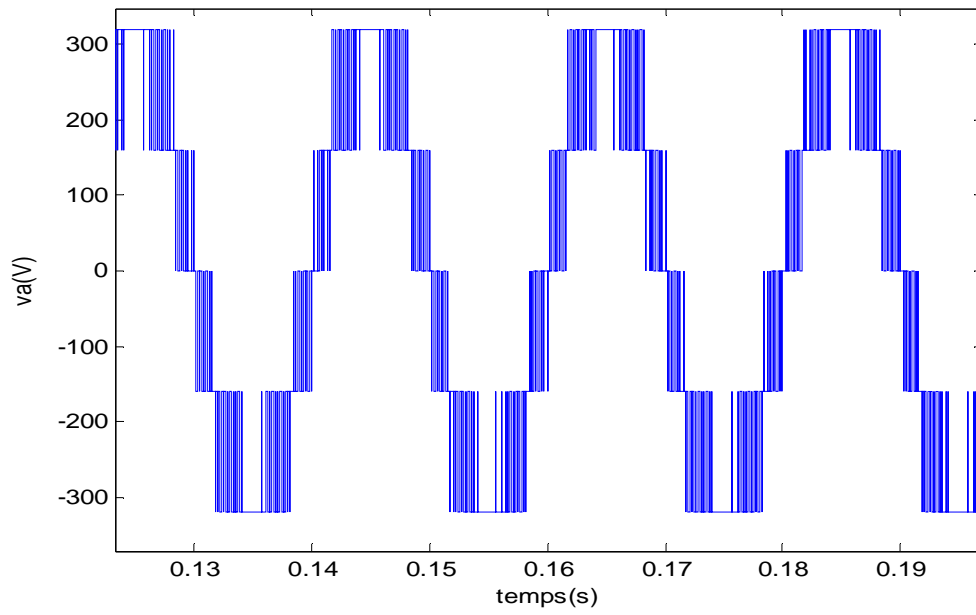


Figure.4.1. Tension simple

Le nombre de niveaux de la tension simple est égale à 5, et on voit bien que le passage d'un niveau à l'autre est symétrique avec un pas égale à 160V.

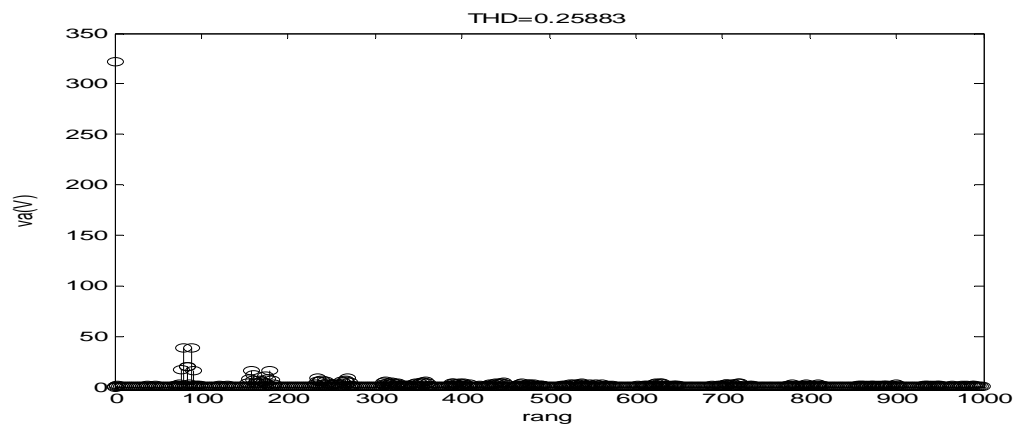


Figure.4.2. Spectre de la tension simple.

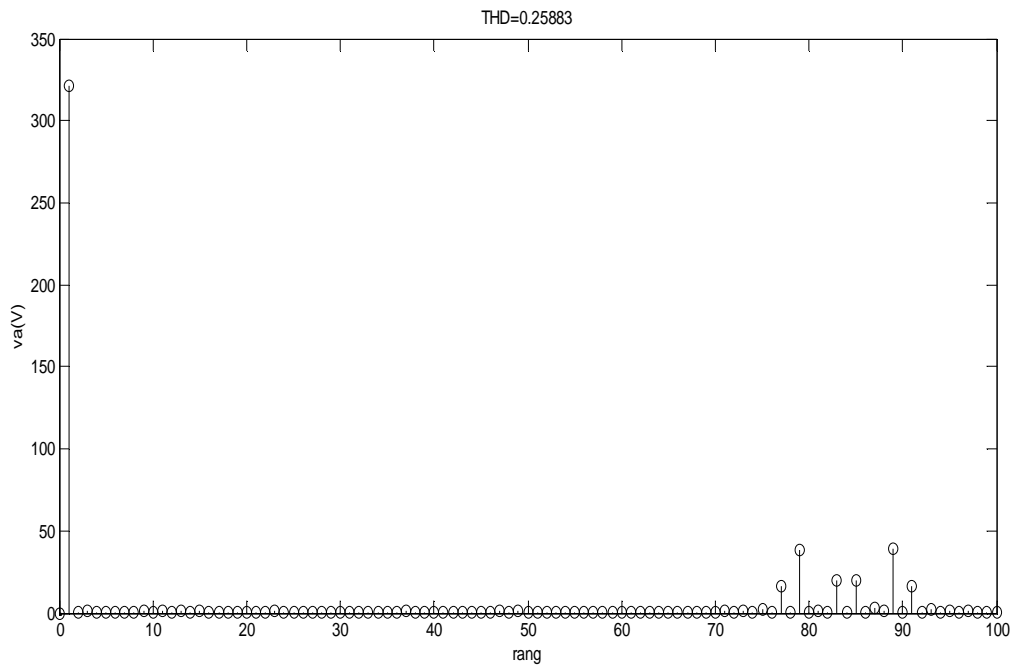


Figure.4.3. Spectre de la tension simple (zoom).

Le THD de la tension simple est de 25,88%. On remarque que les harmoniques qui se trouvent avant 4mf sont quasi nuls par rapport au fondamental d'amplitude 320V, et pour cette même famille 4mf on constate une augmentation d'amplitude qui atteint 50V.

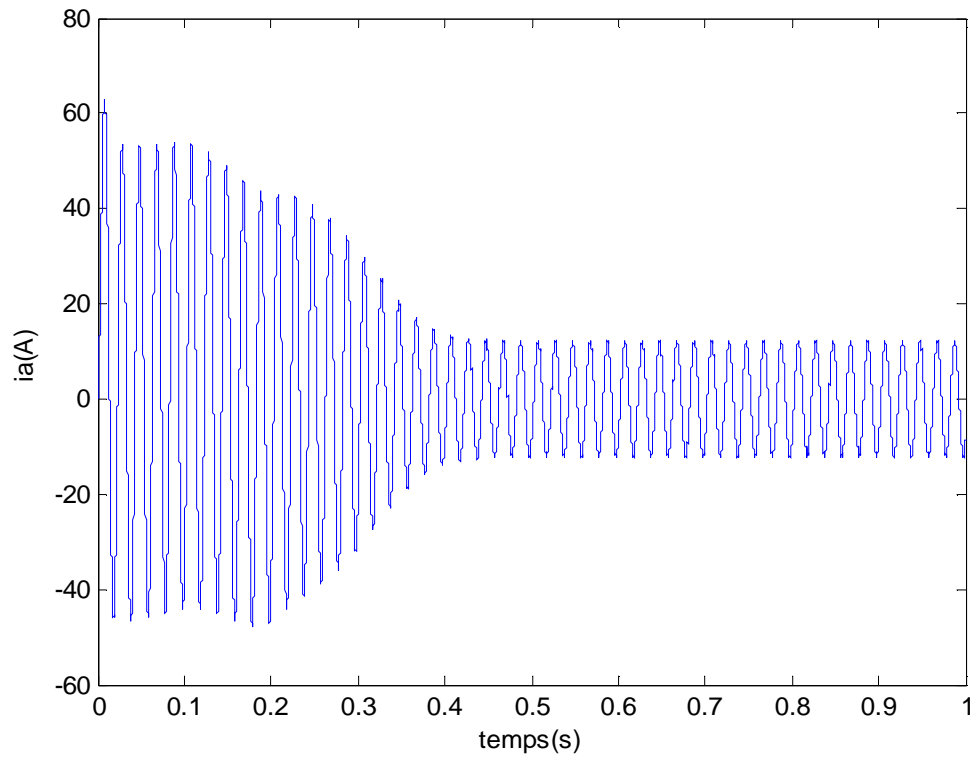


Figure.4.4. Courant dans la phase a de la machine.

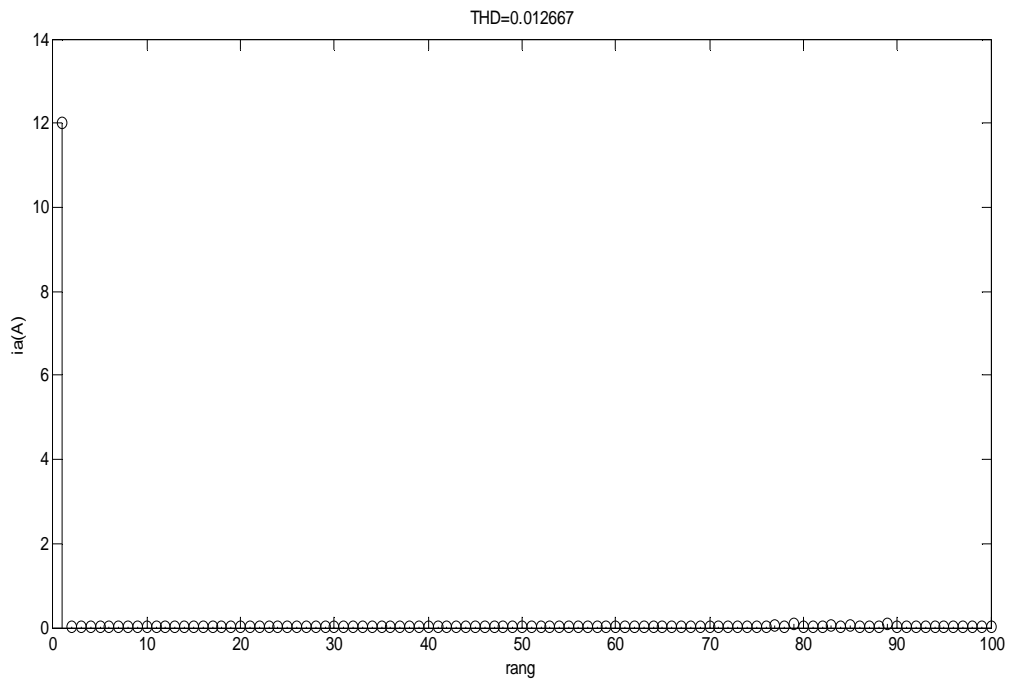


Figure.4.5. Spectre de courant (zoom).

Le THD de courant est de 1,2%. Tous les harmoniques sont quasi nuls par rapport au fondamental d'amplitude 12A, cela signifie que le signal du courant est sinusoïdal.

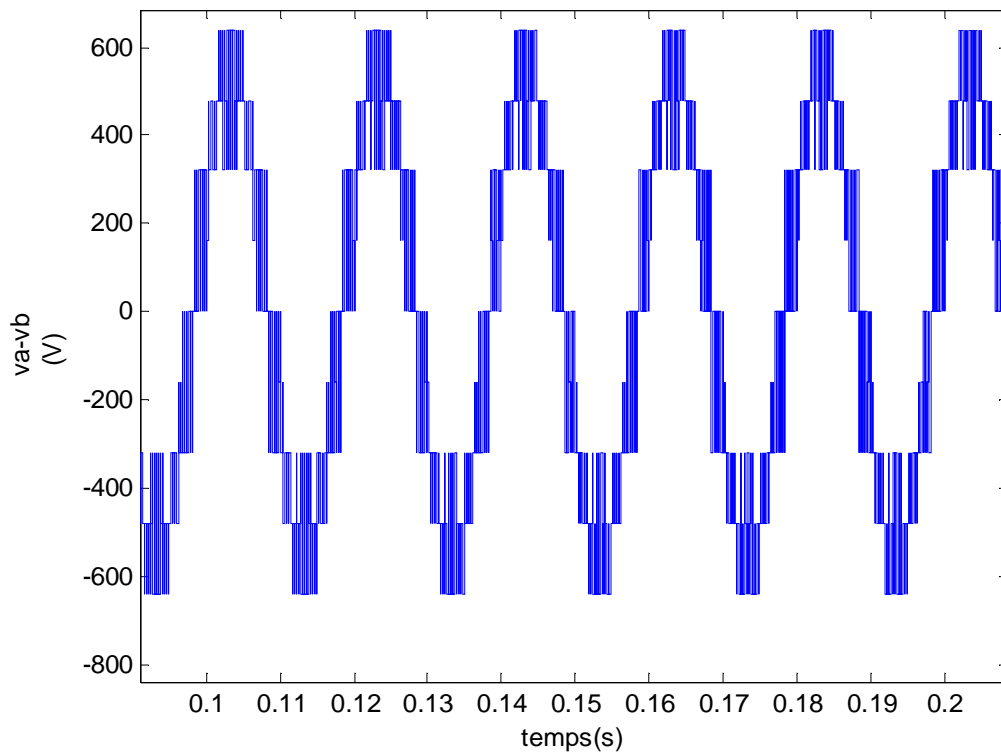


Figure.4.6. Tension composée.

Le nombre de niveaux atteint 9 avec un pas uniforme entre les niveaux.

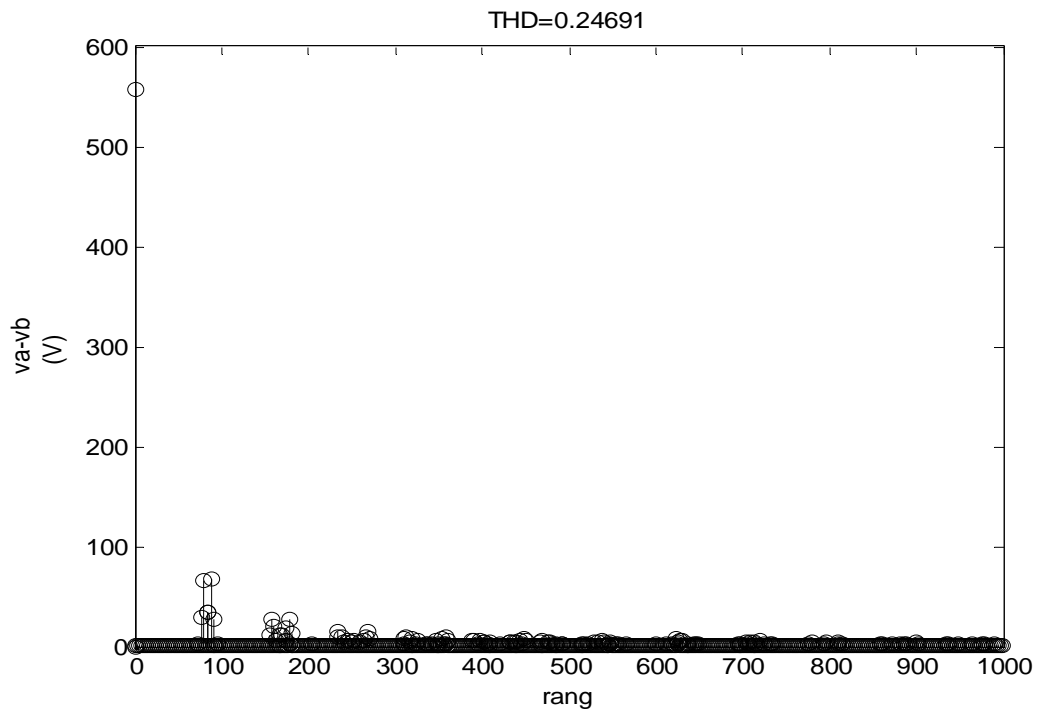


Figure.4.7. Spectre de la tension composée.

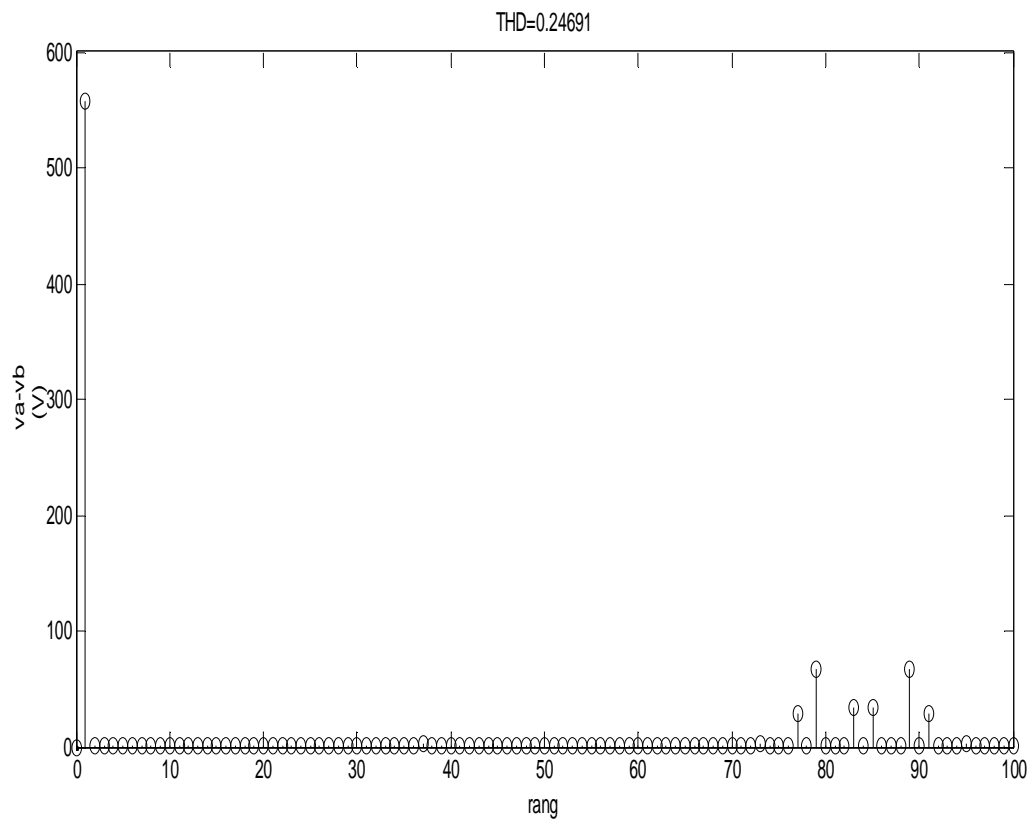


Figure.4.8. Spectre de la tension composée (zoom).

Le THD de la tension composée est de 24,69%. Comme pour la tension simple, les harmoniques de la tension composée sont quasi nuls jusqu'à $4m_a$ où commence à apparaître d'une famille d'harmoniques d'amplitude d'environ 90V.

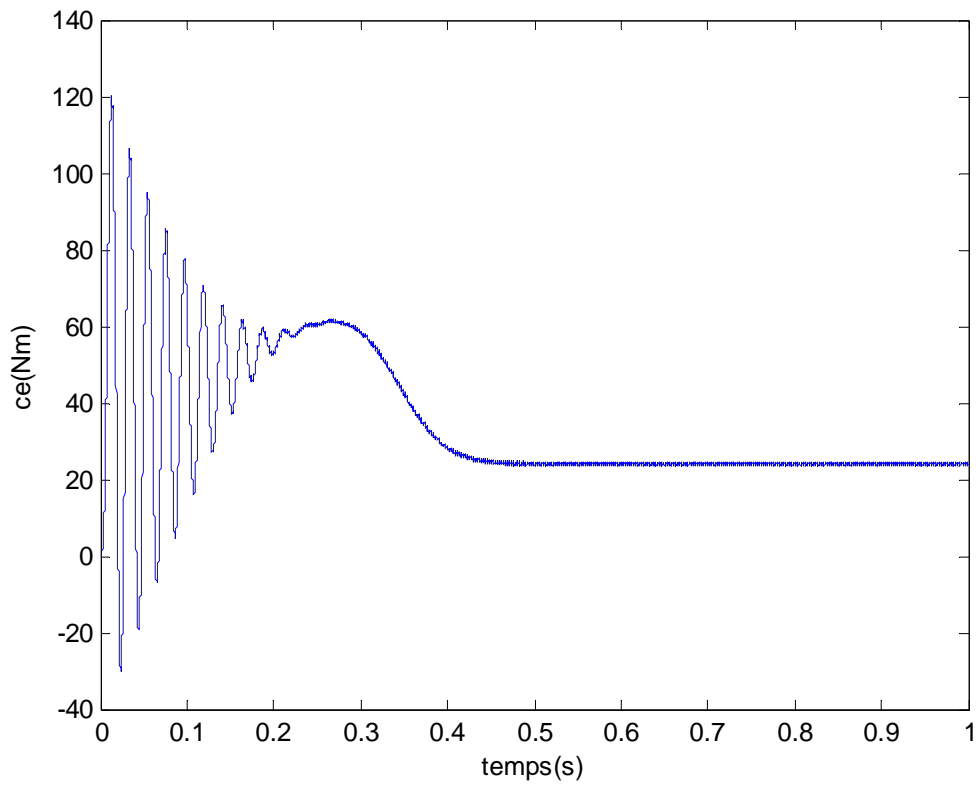


Figure.4.9. Couple électromagnétique.

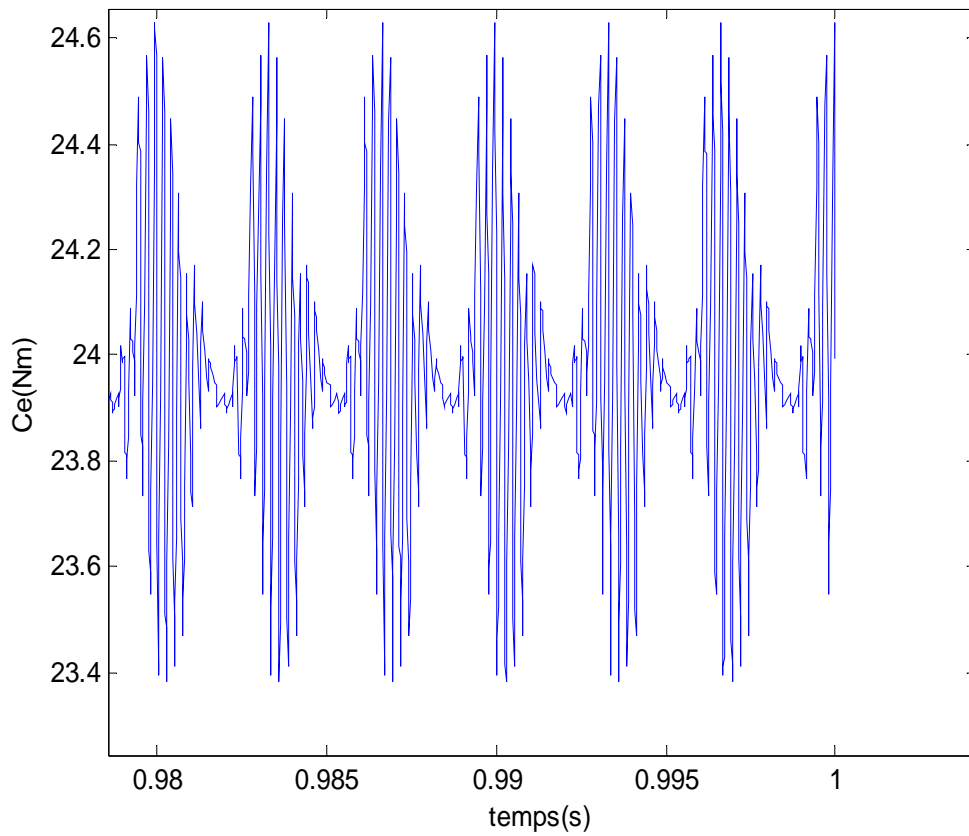


Figure.4.10. Couple électromagnétique en régime permanent (zoom).

- cas asymétrique :
 - pas uniforme :

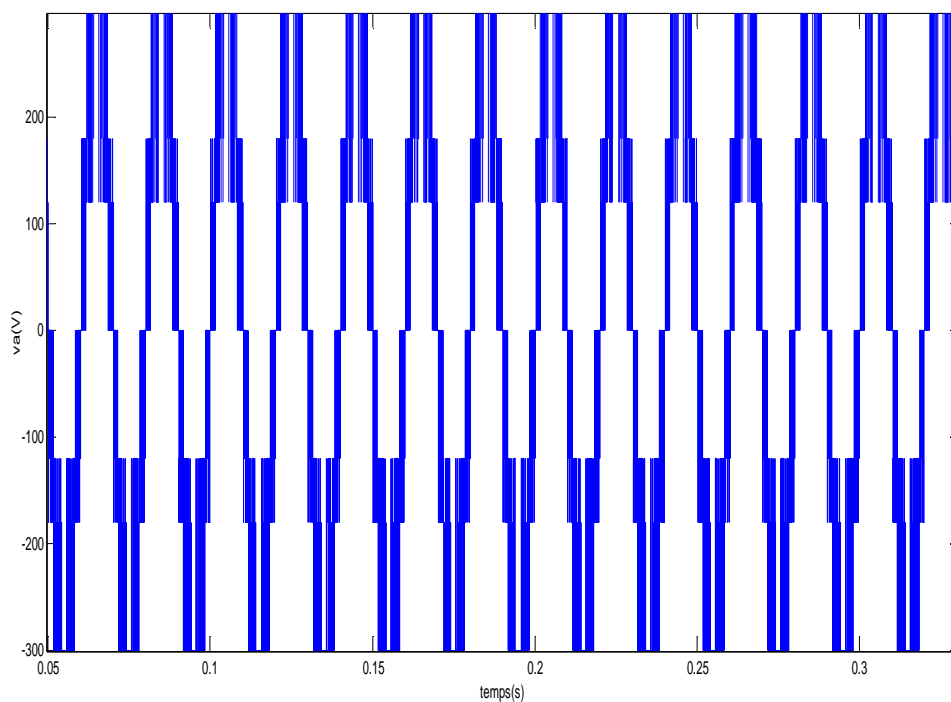


Figure.4.11. Tension simple.

Le nombre de niveaux de cette tension est égal à 7, le passage d'un niveau à un autre est à pas uniforme.

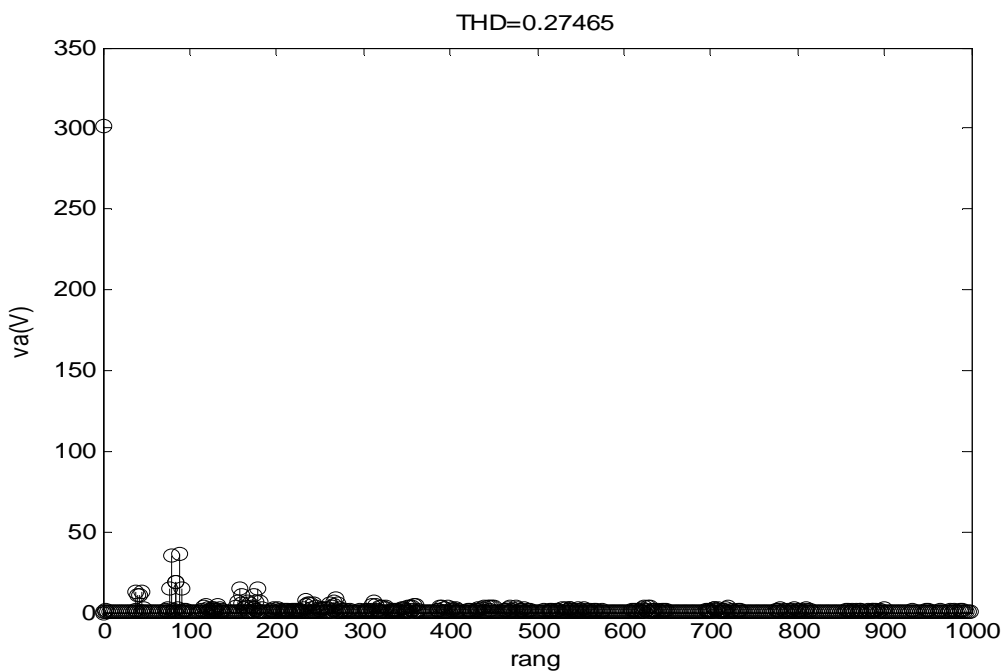


Figure.4.12. Spectre de la tension simple.

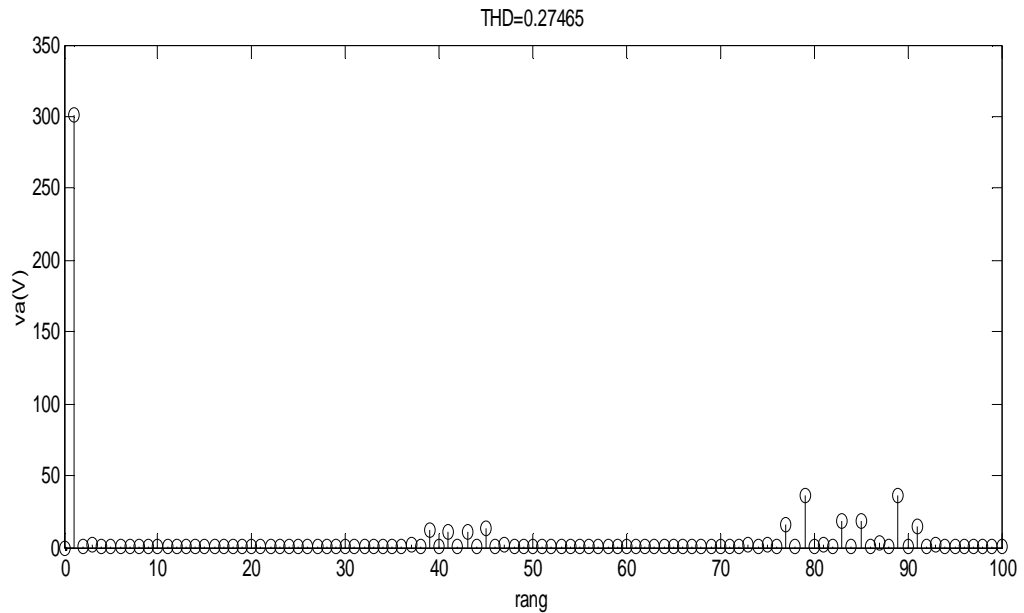


Figure.4.13. Spectre de la tension simple (zoom)

Le THD_V pour ce cas est de 27,46%. On voit bien que l'analyse harmonique de la tension simple nous donne des amplitudes quasi nulles pour les premiers harmoniques par rapport au fondamental d'amplitude 300V. L'apparition de deux famille d'harmoniques qui se trouvent aux alentours de 2mf est plus faible en amplitude que celles qui se trouvent aux alentours de 4mf.

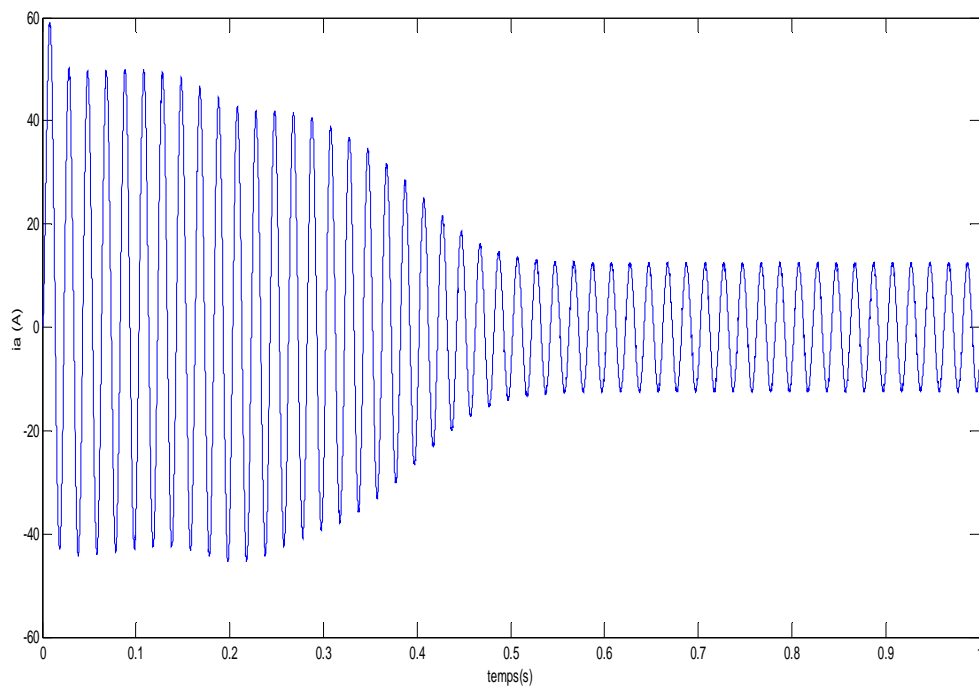


Figure.4.14. Courant dans la phase a de la machine.

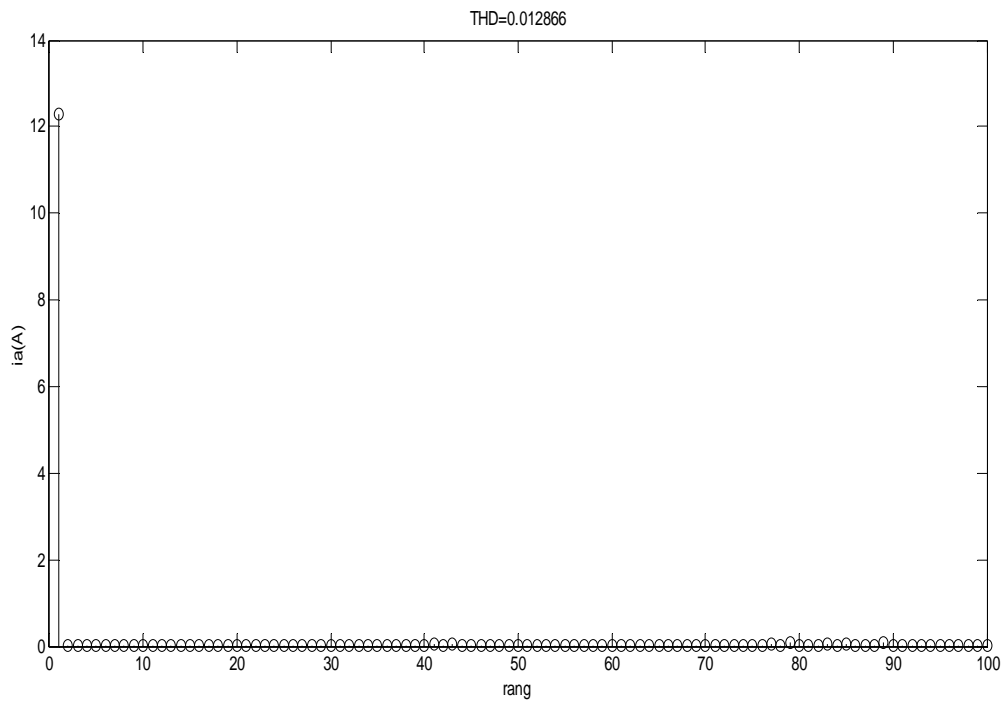


Figure.4.15. Spectre de courant (zoom).

Le THD de courant est égale à 1,2%, les harmoniques sont quasi nuls par rapport au fondamental d'amplitude 12,2A.C'est le spectre d'un signal sinusoïdal.

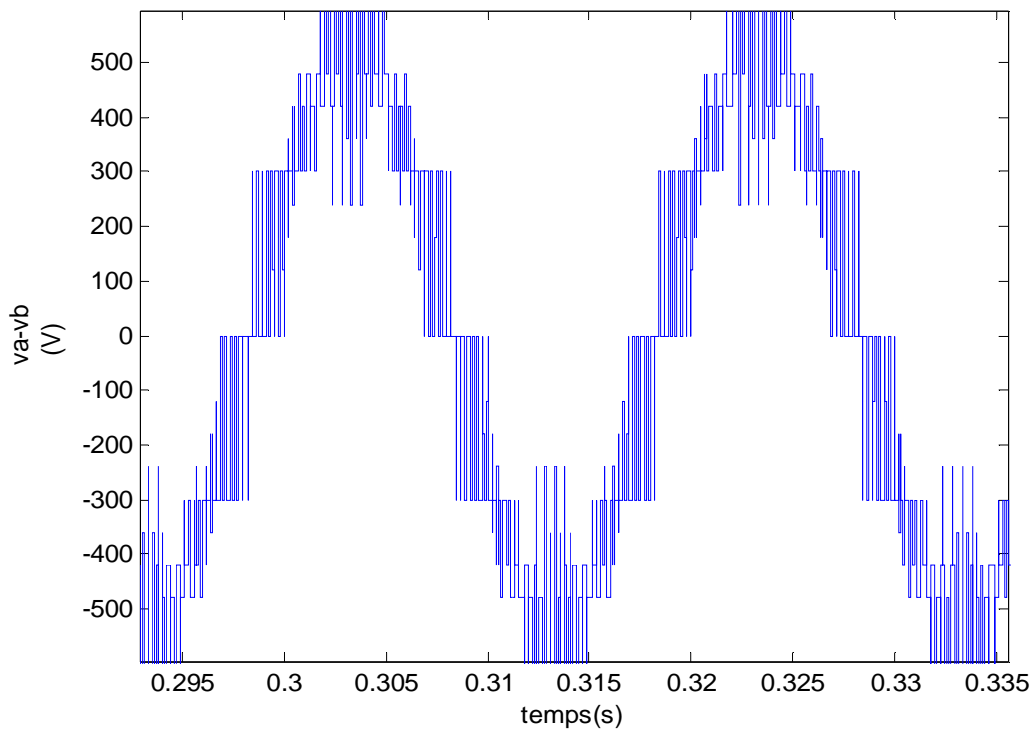


Figure.4.16. Tension composée.

Le nombre de niveaux de la tension composée est égale à 17. Le pas entre les différents niveaux est non uniforme.

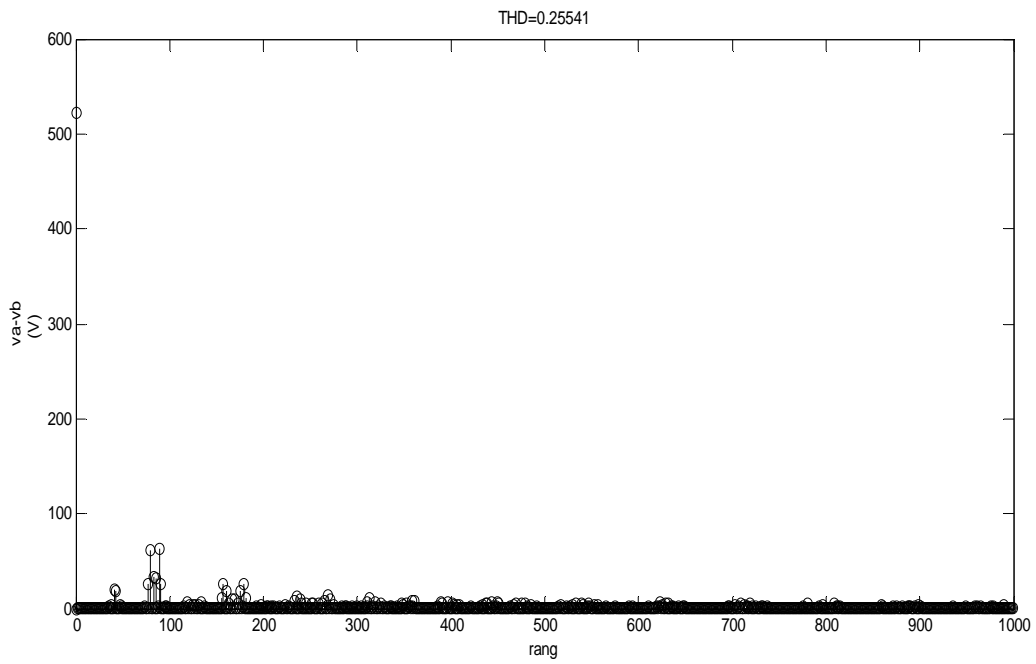


Figure.4.17. Spectre de la tension composée.

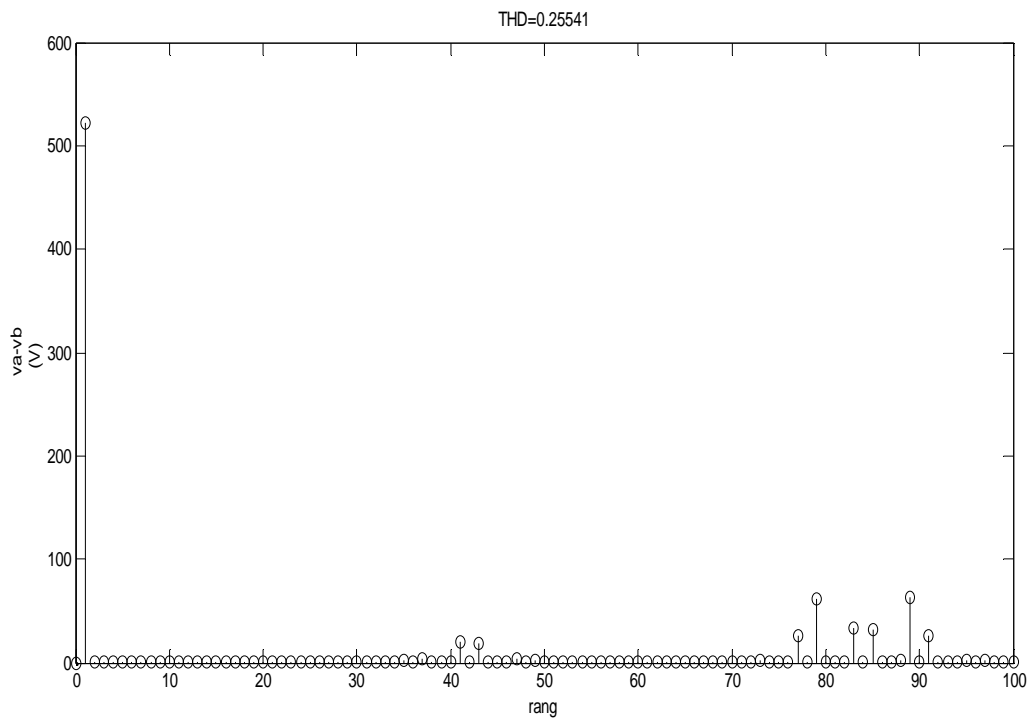


Figure.4.18. Spectre de la tension composée (zoom).

Le THD de la tension composée est de 25,54% meilleur par rapport à celui de la tension simple. On retrouve un fondamental de 500V et les même familles d'harmoniques citées précédemment (2mf et 4mf).

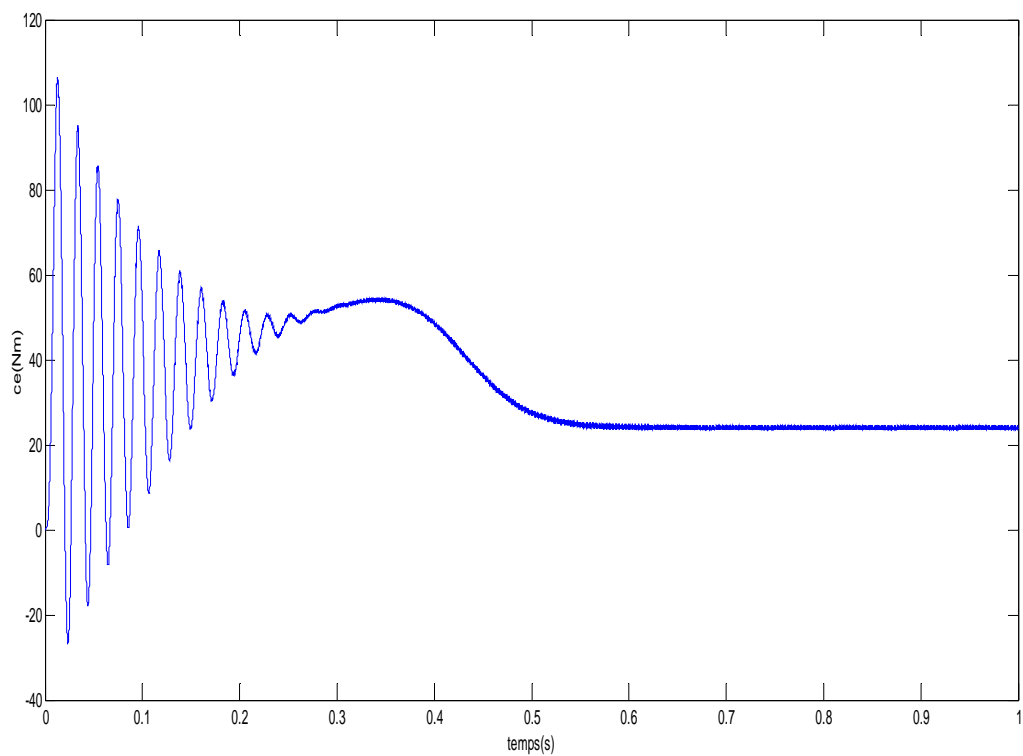


Figure.4.19. Couple électromagnétique.

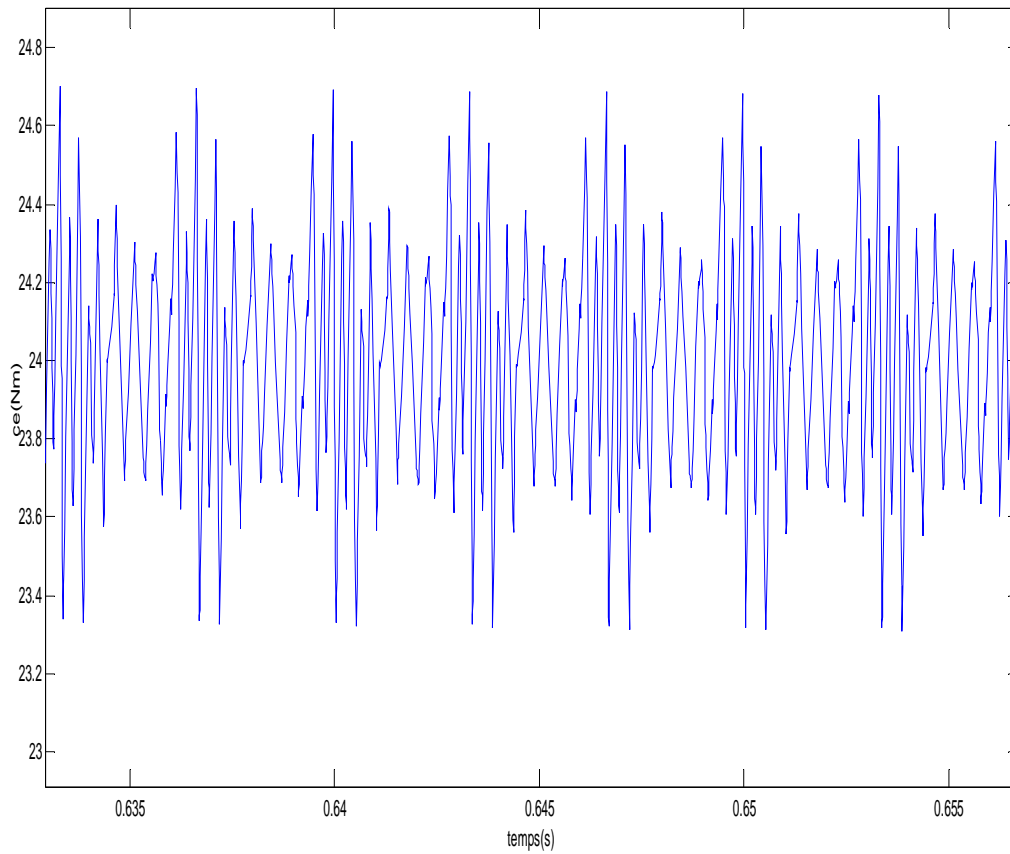


Figure.4.20. Couple électromagnétique au régime permanent (zoom).

- cas asymétrique à pas non uniforme :

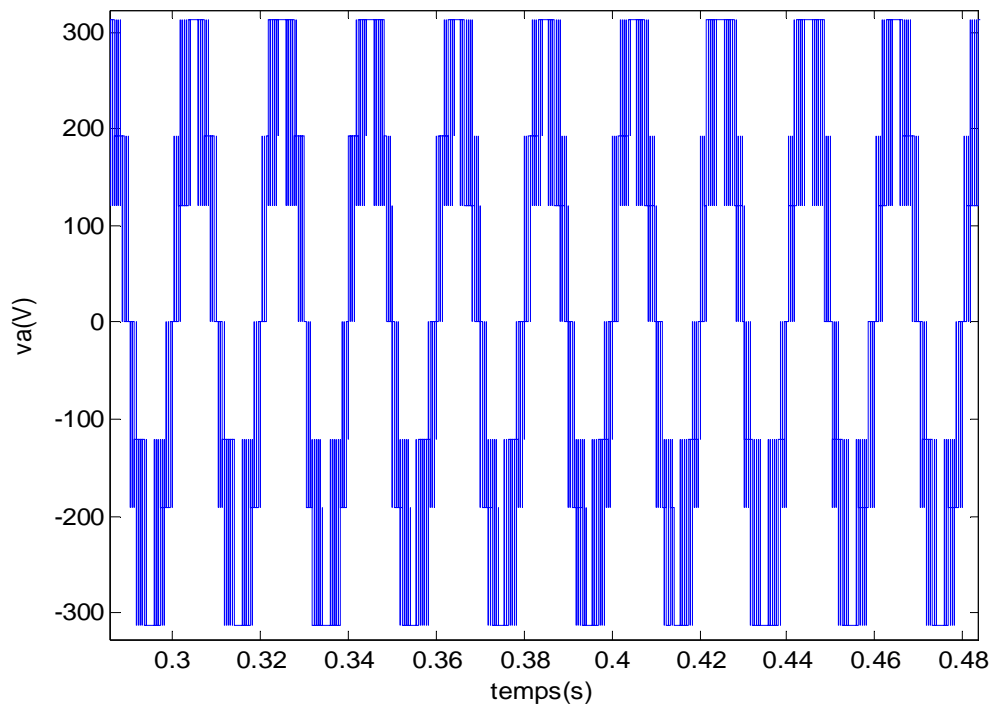


Figure.4.21. Tension simple.

Le nombre de niveaux de la tension simple égale à 7 et le pas entre les différents niveaux est non uniforme.

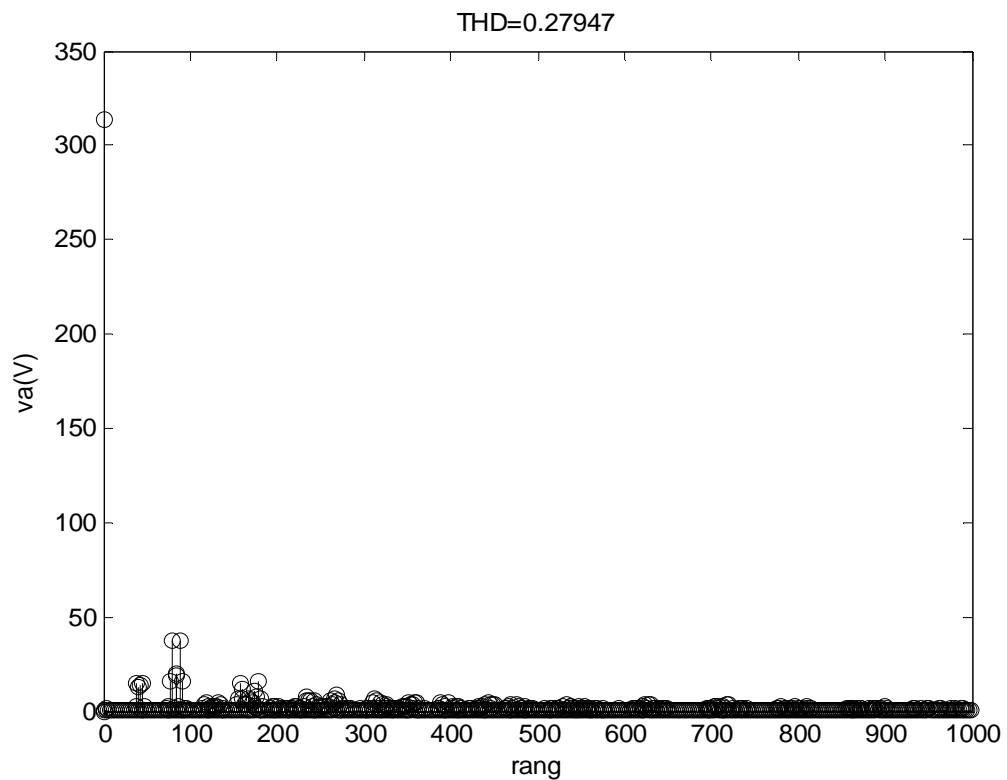


Figure.4.22. Spectre de la tension simple.

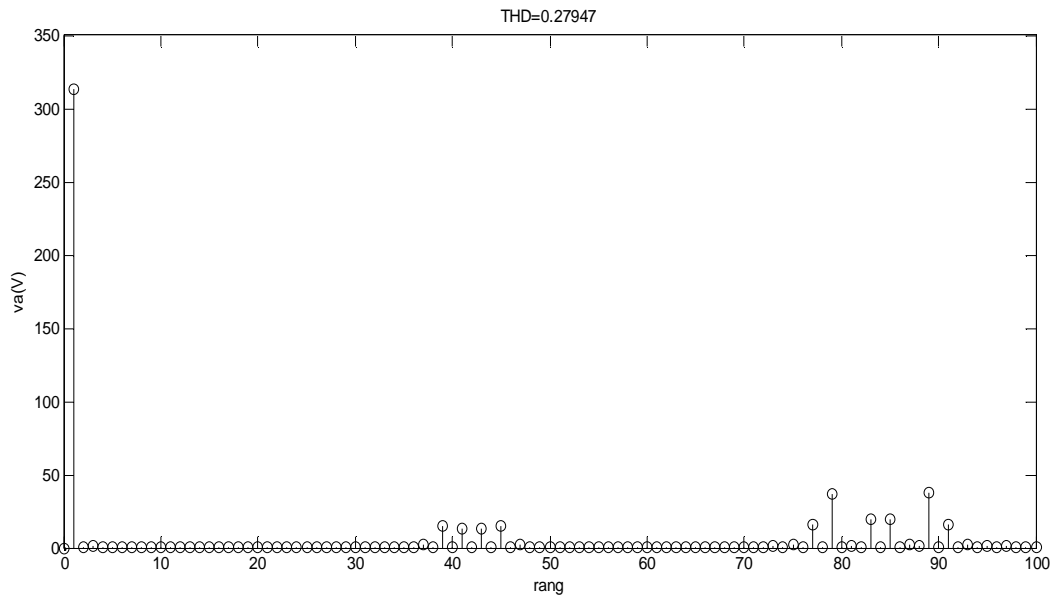


Figure.4.23. Spectre de la tension simple (zoom).

Le THD de la tension simple est de 27,94%. On remarque toujours l'apparition de deux familles d'harmoniques aux alentours de 2mf et 4mf avec une amplitude un peu plus grande par rapport au cas uniforme. Pour les rangs élevés, l'amplitude des harmoniques est petite par rapport à la famille 4mf.

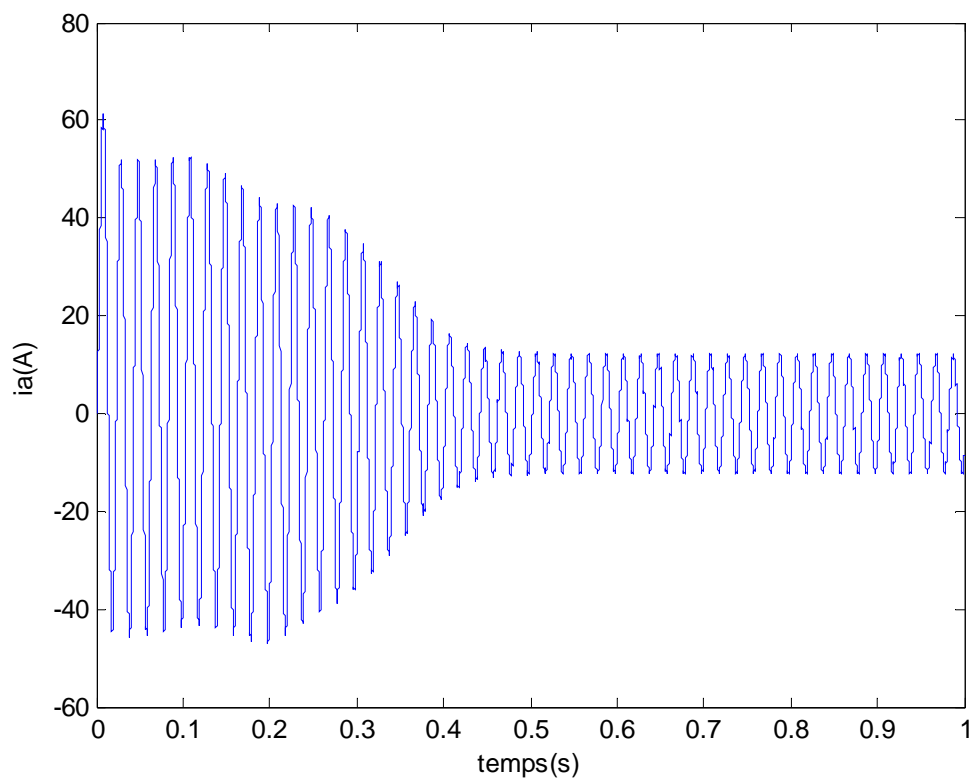


Figure.4.24. Courant dans la phase a de la machine.

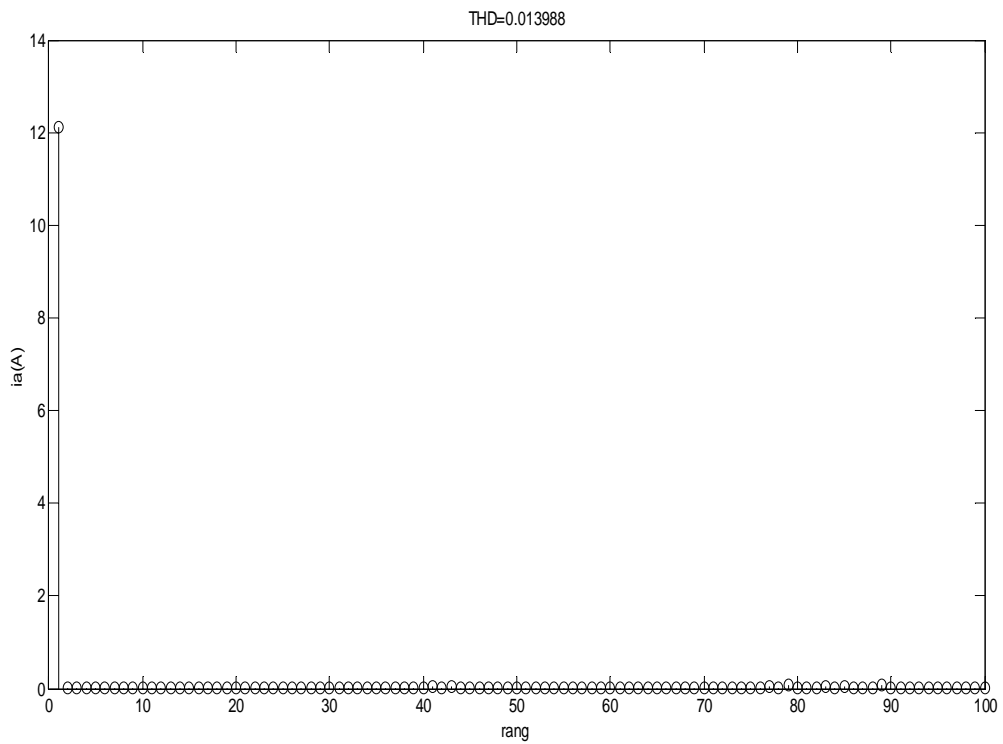


Figure.4.25. Spectre de courant dans la phase a de la machine.

Le THD de courant est égale à 1,3% et les harmoniques sont quasi nuls par rapport au fondamental.

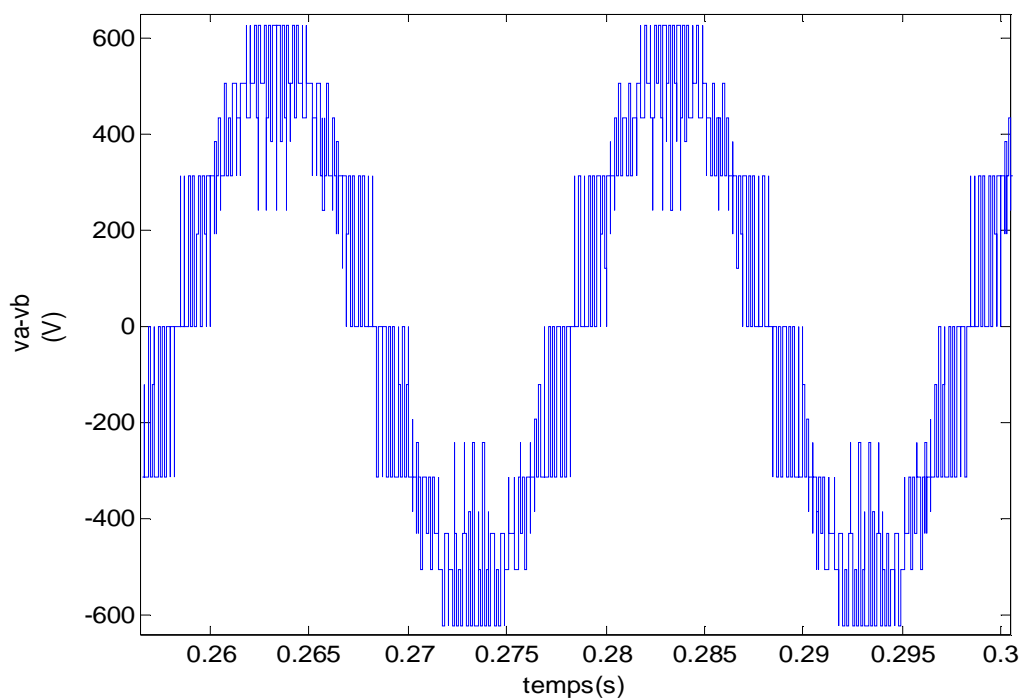


Figure.4.26. Tension composée.

Le nombre de niveaux de la tension composée est égale à 17, avec un pas non uniforme entre les différents niveaux.

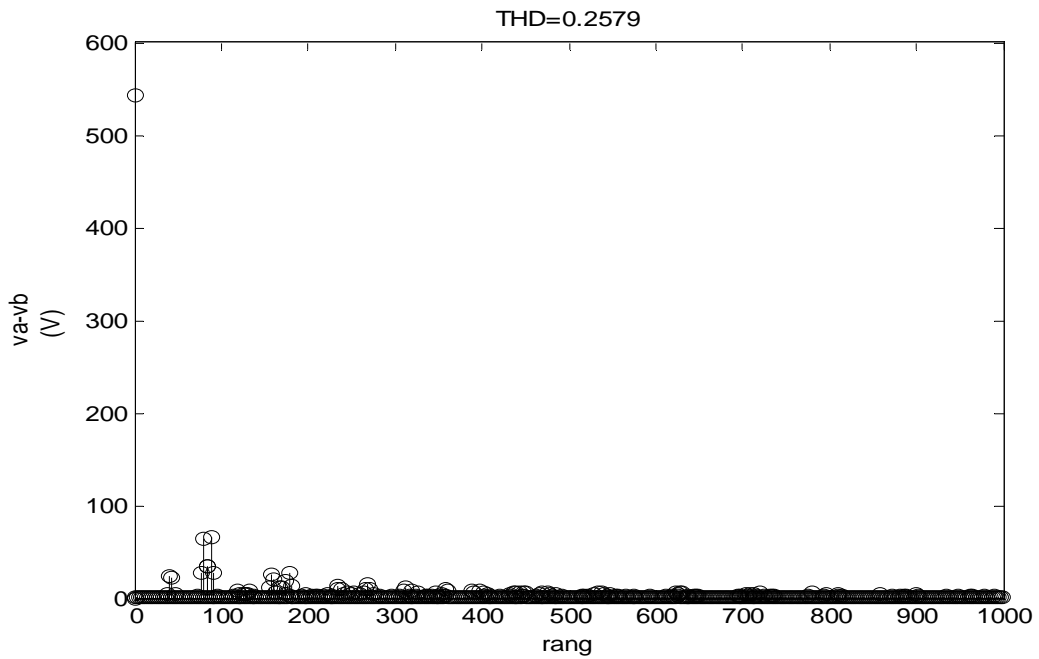


Figure4.27. Spectre de la tension composée.

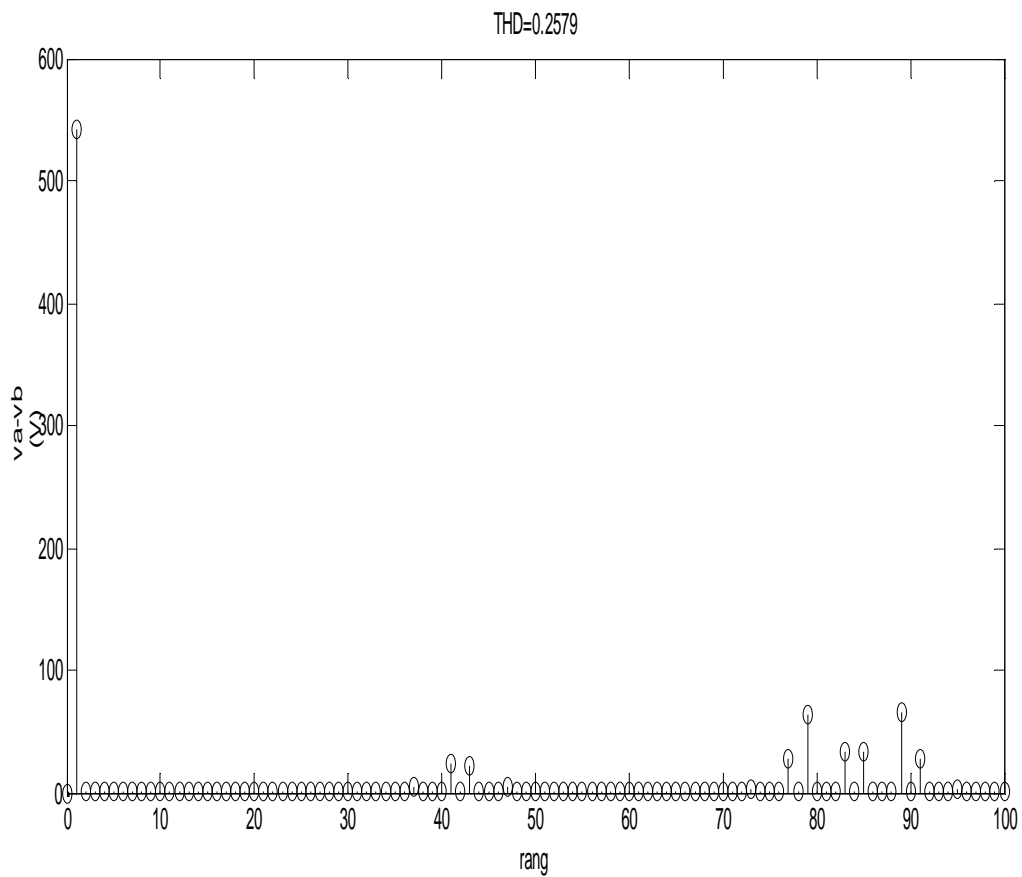


Figure.4.28. Spectre de la tension composée (zoom).

Le THD de la tension composée est de 25,79%. Les harmoniques qui se trouvent avant 2mf sont quasiment par rapport au fondamental d'amplitude 550V, et on remarque une augmentation d'amplitude aux environs 20V pour les harmoniques de rang 2mf et ils sont quasi nuls jusqu'aux alentours de 4mf où l'amplitude est d'environ 90V.

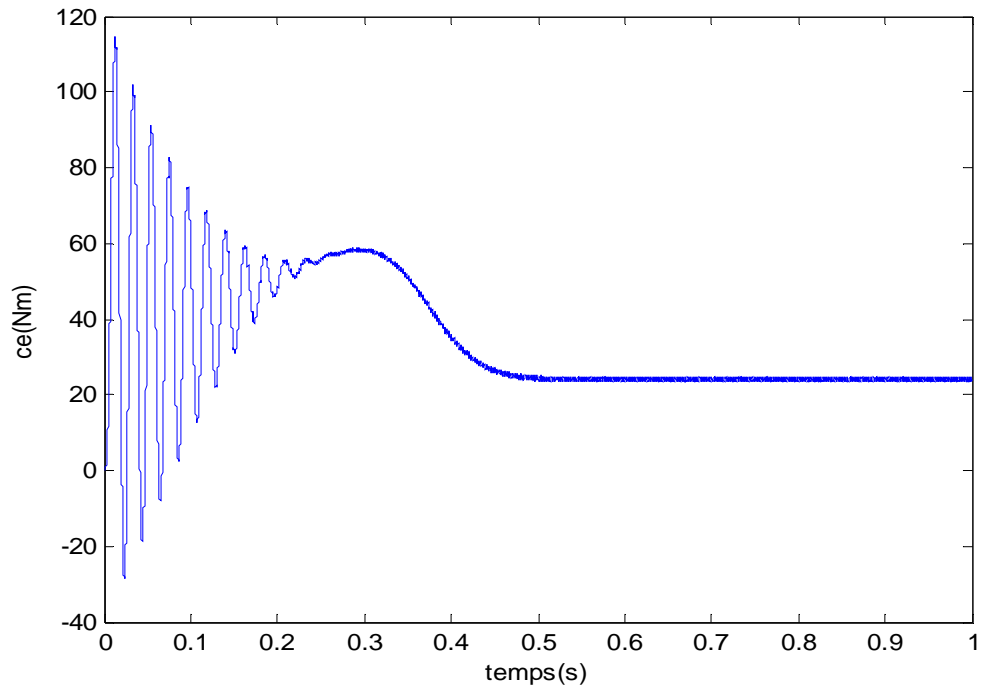


Figure.4.29. Couple électromagnétique.

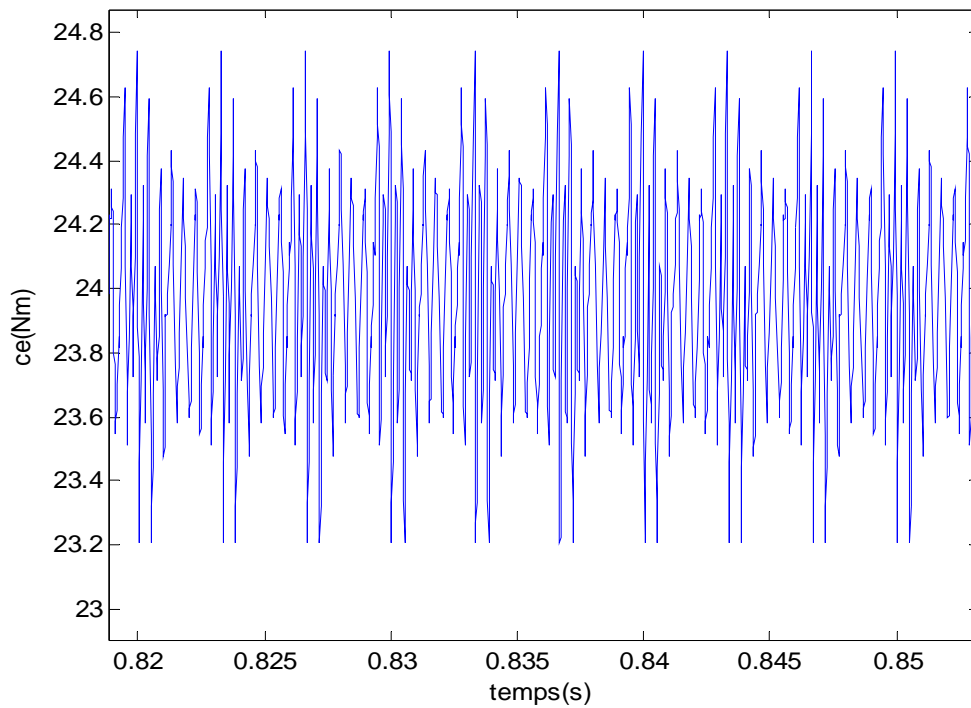


Figure.4.30. Couple électromagnétique en régime permanent (zoom).

4.4. Conclusion

Ce chapitre montre à partir des courbes relevées par simulation que le nombre de niveaux de la tension à la sortie de l'onduleur augmente, en alimentant ce dernier avec des tensions de valeurs différentes.

Le THD soit en tension ou en courant est meilleur dans le cas d'une alimentation symétrique par rapport au cas asymétrique.

L'avantage de l'alimentation symétrique est prépondérant de point de vue réduction des harmoniques, mais en ce qui concerne le nombre de niveaux on ne peut pas atteindre nos objectifs. Le cas asymétrique pour une structure donnée offre un nombre de niveaux plus élevé que pour le cas symétrique.

Dans les onduleurs multiniveaux asymétrique avec la commande hybride, par l'augmentation de nombre de niveaux, on obtient un signal de sortie à haute définition avec une réduction des contraintes sur les semi-conducteurs.

Conclusion générale et perspectives

Le travail exposé dans ce mémoire consiste en étude et la simulation d'un onduleur multiniveaux asymétrique.

L'état de l'art des principales topologies d'onduleurs multiniveaux et une comparaison entre ces dernières ont été étudiées dans la première partie. Cette comparaison nous permet de bien faire un choix convenable de la structure puisqu'elle montre les avantages et les inconvénients de chacune d'elles, ce choix dépend du domaine d'utilisation de ces onduleurs.

Tous ces onduleurs permettent une augmentation du nombre de niveaux de la tension, l'onduleur hybride présente le meilleur choix pour les applications nécessitant une tension élevée pour les alimenter. Les onduleurs multiniveaux asymétriques se distinguent par les paramètres technologiques des interrupteurs les composant. L'hybridation de cellules composées d'interrupteurs en tension différents permet de réaliser un convertisseur qui présente moins de pertes par conduction qu'un autre onduleur multiniveaux, tout en présentant de plus faibles pertes par commutation.

L'hybridation d'interrupteurs de calibres en tension différents conduit aux applications moyennes tensions à fréquences moyennes et hautes. Les performances des convertisseurs multiniveaux asymétriques qui sont caractérisées par les pas, et les nombres de niveaux des cellules les composants permettent l'augmentation du nombre de niveaux.

La taille des filtres passifs, parfois nécessaires, pour limiter ces sollicitations peut être réduite.

Une analyse mathématique a été faite dans ce travail pour un onduleur asymétrique à cinq niveaux commandé par la MLI unipolaire qui nous a permis d'établir le tableau de vérité des états de commutation des interrupteurs constituant l'onduleur étudié et les tensions générées à la sortie. Ce tableau montre 81 états de commutation possibles pour cette commande.

Par la suite nous avons simulé avec le logiciel MATLAB/ SIMULINK[15][16][17] un onduleur hybride à cinq niveaux, où nous avons relevé un ensemble de courbes qui caractérisent les paramètres de sortie de l'onduleur qui alimente une machine asynchrone. Nous avons commandé les onduleurs par une commande en MLI bipolaire, dans cette partie, l'analyse de ces courbes nous confirme que l'onduleur hybride assure une augmentation du nombre de niveaux de tension, par contre l'analyse ne démontre pas l'amélioration de la qualité du signal.

Enfin, nous avons bien démontré qu'avec l'onduleur multiniveaux asymétrique on peut obtenir des niveaux de tension de sortie élevés par rapport à l'onduleur classique, la qualité du spectre n'est pas améliorée en raison du type de commande utilisée et du choix des appropriés.

Pour les futurs travaux, nous souhaitons étendre l'étude de cette structure avec des pas de tensions d'alimentation des onduleurs partiels mieux calculés et utiliser une meilleure commande pour ces derniers, afin d'améliorer les différents spectres.

Références Bibliographiques

- [1] : Kambis ARAB TEHRANI « Conception, Synthèse et Application d'une Nouvelle Commande Robuste par PID Fractionnaire pour Les Onduleurs Multiniveaux ».Thèse (2010) présentée à l'INPL pour obtenir le grade de docteur de l'INPL.
- [2] : Jean-Sébastien MARIÉTHOZ «Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques: topologies, modulation et commande».Thèse N⁰3188(2005) présentée à l'EPFL pour obtenir le grade de docteur des sciences techniques.
- [3] : Joseph Song Manguelle«convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi secondaires basse fréquence: réactions au réseau d'alimentation ». Thèse n⁰3033(2004) présentée à l'EPFL pour l'obtention du grade docteur des sciences.
- [4] : Alfred Rufer « Les onduleurs multiniveaux : évolution de la recherche et applications futures ».Article spécialisé, Bulletin SEV/AES 3/2006.
- [5] : Rachid taleb, Abdelkader Meroufel and Patrice Wira « commande par stratégie d'élimination d'harmoniques d'un onduleur multiniveaux asymétrique à structure cascade ».Volume 49, Number 4, 2008.
- [6] : L. M. Tolbert, "Multilevel Converters for Large Electric Drives", IEEE Trans. on Ind. Application, Vol.35, pp. 36-44,January/February 1999.
- [7] :N. Celanovic, "Space Vector Modulation and Control of Multilevel Converters",Ph.D Thesis, Virginia Polytechnic Institute, 2000.
- [8] : P.K. Steimer and M.D. Manjrekar. Practical medium voltage converter topologies for high power applications.*IAS'2001 Conference Proceedings*, 3 :1723–1730, September 2001.
- [9] :M. Veenstra. *Investigation and Control of a Hybrid Asymmetric Multi-Level Inverter for Medium-Voltage Applications*.PhDthesis, ÉcolePolytechniqueFédérale de Lausanne, Lausanne (CH), 2003.
- [10]:O.M. Mueller and J.N. Park. Quasi-linear IGBT inverter topologies.*APEC'94Conference Proceedings*, 1:253–259, February 1994.
- [11] :S. Chen, "Bearing Current, EMI and Soft Switching in Induction Motor Drives – A Systematic Analysis, Design and Evaluation", Ph.D. Thesis, Univ. of Wisconsin, 1995.
- [12] :E. Acha, V.G. Agelidis, O. Anaya-Lara et T.J.E. Miller, "Power Electronic Control in Electrical Systems", EditionsNEWNES, OXFORD, Grande-Bretagne, 2002.
- [13] : F. Labrique, G. Segquier et R. Bausiere, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, La conversion continu – alternatif ", Édition Lavoisier, France, 1995.

[14] : R.H. Baker, High-Voltage Converter Circuit, U.S. Patent Number 4,203,151, May 1980.

Annexes

1. Annexe I

Le développement de la matrice du modèle mathématique de l'onduleur étudié est le suivant :

$$3 = \begin{matrix} - \\ - \\ - \end{matrix}$$

On peut donc écrire :

$$3 = \begin{matrix} - & - & - \\ - & - & - \\ - & - & - \end{matrix}$$

$$= \begin{matrix} 2 & - & - \\ 2 & - & - \\ 2 & - & - \end{matrix}$$

Pour la première ligne de la matrice on a :

$$U_{ab}-U_{ca} = 2V_{ao}-V_{bo}-V_{co} =$$

$$= 2\alpha_1 V(\dots) + 2\alpha_2 V(\dots) + 2\alpha_3 V(\dots) + 2\alpha_4 V(\dots) - [\alpha_1 V(\dots) + \alpha_2 V(\dots) + \alpha_3 V(\dots) + \alpha_4 V(\dots) + \alpha_1 V(\dots) + \alpha_2 V(\dots) + \alpha_3 V(\dots) + \alpha_4 V(\dots)]$$

$$= \alpha_1 V[2(\dots) - (\dots) - (\dots)] + \alpha_2 V[2(\dots) - (\dots) - (\dots)] + \alpha_3 V[2(\dots) - (\dots) - (\dots)] + \alpha_4 V[2(\dots) - (\dots) - (\dots)]$$

Pour la 2^{ème} ligne de la matrice on a :

$$U_{ca}-U_{bc} = 2V_{co}-V_{ao}-V_{bo} =$$

$$= \alpha_1 V[-(\dots) - (\dots) + 2(\dots)] + \alpha_2 V[-(\dots) - (\dots) + 2(\dots)] + \alpha_3 V[-(\dots) - (\dots) + 2(\dots)] + \alpha_4 V[-(\dots) - (\dots) + 2(\dots)].$$

Pour la 3^{ème} ligne de la matrice on a :

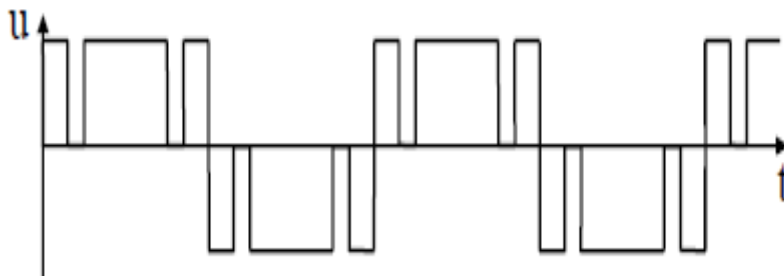
$$U_{bc}-U_{ab} = 2V_{bo}-V_{co}-V_{ao} =$$

$$= \alpha_1 V[-(\dots) + 2(\dots) - (\dots)] + \alpha_2 V[-(\dots) + 2(\dots) - (\dots)] + \alpha_3 V[-(\dots) + 2(\dots) - (\dots)] + \alpha_4 V[-(\dots) + 2(\dots) - (\dots)].$$

2. Annexe II

La technique de modulation de largeur d'impulsion M.L.I. ou P.W.M des onduleurs se classent en deux sous-catégories:

-commande MLI unipolaire : Une commande est dite unipolaire si la tension de sortie prend les valeurs $(U, -U, 0)$.



-commande MLI bipolaire : Une commande bipolaire qui prend à la sortie des valeurs $(U, -U)$

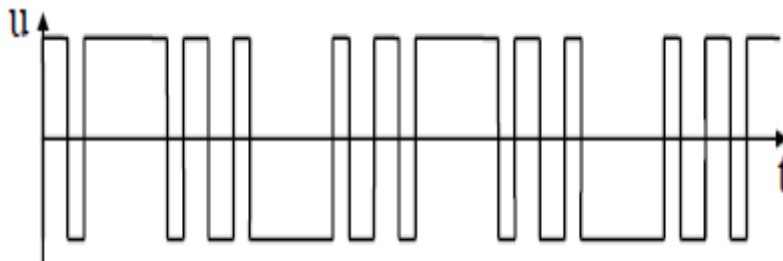
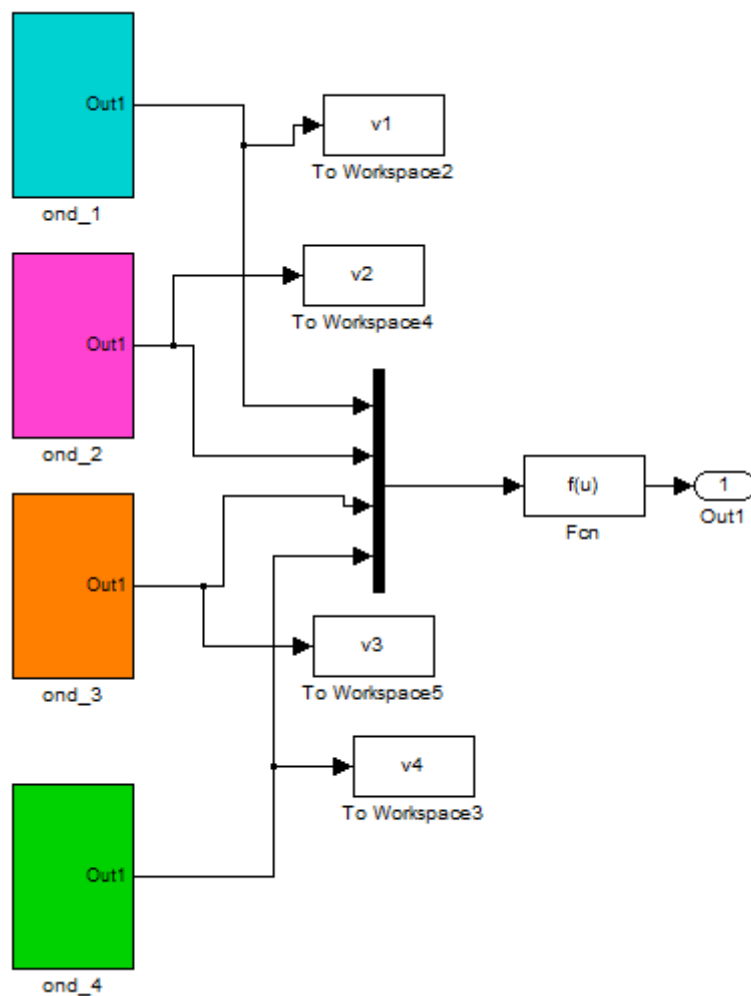
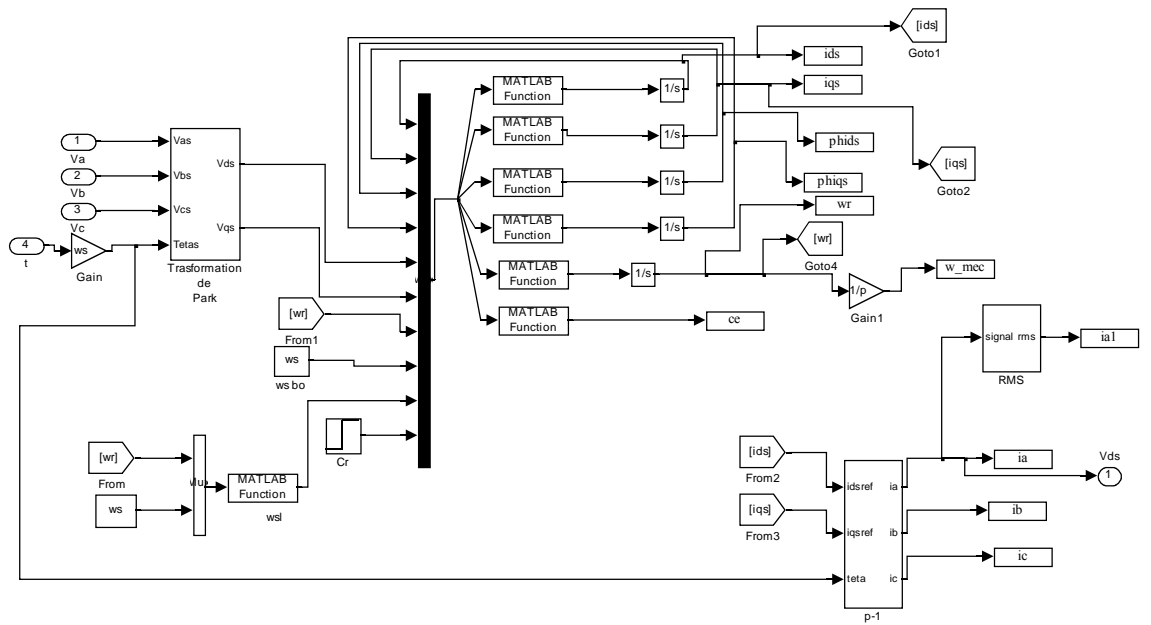


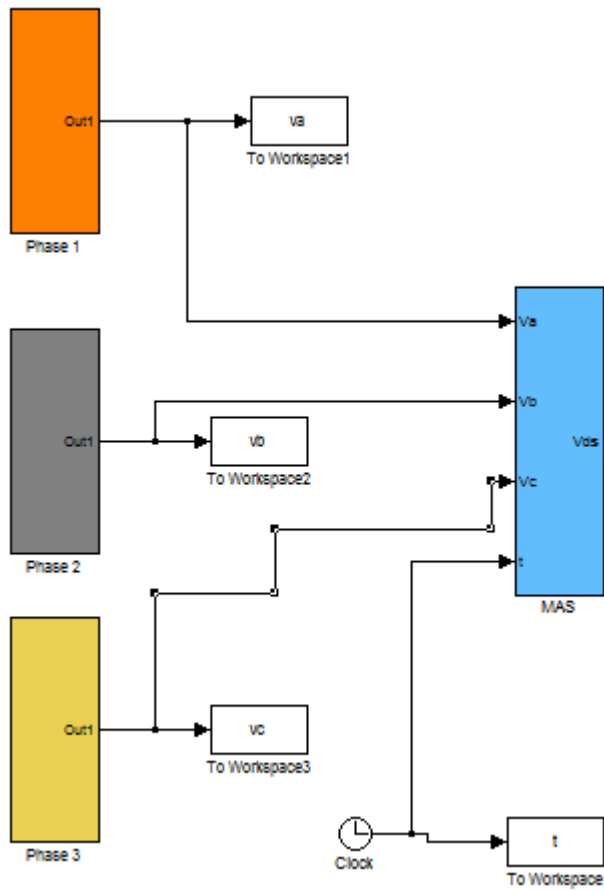
Schéma de simulation



Synoptique de modèle de l'onduleur sous Matlab/ Simulink



Synoptique de modèle de la machine asynchrone sous Matlab/ Simulink



Synoptique de modèle de l'ensemble onduleur + machine asynchrone

