

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université A.MIRA-BEJAIA



جامعة بجاية
Tasdawit n Bgayet
Université de Béjaïa

Faculté de Technologie

Département de Génie électrique

En vue de l'obtention du diplôme Master électrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Thème

**Contrôle de la connexion d'une machine asynchrone à
double alimentation au réseau via un convertisseur
multi-niveaux**

Présenté par:

Mr. MESSAOUDENE Massil

Mr. MERABET Abid

Dirigé par:

Mr. BOUDRIES Zoubir

Année universitaire 2020/2021

Remerciements

Avant tout nous remercions dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience, et la santé durant toutes ces années et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Nous tenons à exprimer nos remerciements et notre gratitude à monsieur BOUDRIES ZOUBIR Pour avoir assumé la responsabilité de nous encadrer et de nous conseiller tout au long de la réalisation de ce travail.

Nous remercions vivement tous les enseignants spécialement monsieur A.AZIB et tous ceux à qui nous devons notre formation.

Des remerciements vont également à tous ceux qui, d'une quelconque façon, ont contribué à l'élaboration de ce modeste travail.

Dédicace

Je tiens à dédier ce travail à :

*En premier lieu ma MERE pour sa tendresse
profonde.*

Mes Frères YANIS et RAYANE.

Toute La famille MESSAOUDENE et MOUZAOUI.

*Tous mes proches amis DJAMEL, MALEK et
MOUHAMED.*

A la plus douce personne au monde KHOUKHA

Mon binôme ABID.

*Et en fin tous ceux qui m'ont aidé et soutenu de près
ou de loin durant l'élaboration De ce travail.*

MASSIL.

Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

Mes très chers parents pour leur Patience et leurs encouragements durant toutes ces années d'études.

Toute la famille MERABET et SAHI.

*Mes chers amis et mes collègues d'étude : L. YACINE,
M. YACINE, MALEK, SYFAX, ZEBOU DJ, SABRINA
et YASMINA.*

Mon binôme MASSIL.

*Et en fin tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de
loin durant l'élaboration De ce travail.*

ABID.

Table des matières

Liste des figures.....	I
Liste des tableaux	III
Liste des symboles et notations	IV
Introduction générale	VI

Chapitre I : Généralités sur la machine à double alimentation

I.1.Introduction.....	1
I.2. Etat de l'art de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA).....	1
I.3. Domaines d'application de la MADA.....	2
I.4. Principe de fonctionnement	2
I.4.1. Fonctionnement en moteur.....	2
I.4.1.1. Stator Alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur.....	3
I.4.1.2. Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cyclo-convertisseur.....	3
I.4.1.3. Stator Alimenté par onduleur, rotor alimenté par un onduleur.....	4
I.4.2. Fonctionnement en génératrice.....	4
I.5. Modélisation de la MADA.....	5
I.5.1 Hypothèses	5
I.5.2. Modèle triphasé de la MADA	5
I.5.3 Équations des tensions	7
I.5.4 Équations des flux	8
I.5.5 Équation mécanique	9
I.6.Transformation de Park	10
I.7. Application de la transformation de Park sur MADA	11
I.7.1 Équations des flux	11
I.7.2 Équations des tensions	13
I.7.3 Choix du référentiel	15
I.8. Avantages et inconvénients de la MADA.....	15
I.8.1 Avantages de la MADA	16
I.8.2. Inconvénients de la MADA	16
I.10. conclusion	17

Chapitre II : Convertisseurs multi-niveaux

II.1. Introduction	18
II.2. Principe de l'onduleur multi niveaux	19
II.3. Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux	19
II.3.1. Onduleur de tension à diodes de bouclage (NPC)	19
II.3.1.1. Principes de base	20
II.3.1.2. Avantages et inconvénients.....	22
II.3.2. Onduleur de tension à condensateurs flottants	23
II.3.2.1. Principes de base	23
II.3.2.2 Avantages et inconvénients.....	25
II.3.3. Onduleurs multi niveaux en cascade (H-Bridge)	25
II.3.3.1. Principes de base	26
II.3.3.2. Avantages et inconvénients	27
II.4. Synthèse comparative	28
II.5. Classification des stratégies de modulation	29
II.5.1. Commande par modulation de largeur d'impulsions	29
II. 5.2. Modulation vectorielle	32
II. 5.3. Elimination d'Harmoniques sélective	33
II.6. Domaines d'application des convertisseurs multi-niveaux	33
II.7. Conclusion	33

Chapitre III : Commande d'un convertisseur multiniveaux associé à une MADA

III.1. Introduction.....	35
III.2. La commande MLI triangulo- sinusoïdale	35
III.3. Caractéristique de la modulation	36
III.4. Modulation sinusoïdale à deux porteuses	37

III.5. La commande d'un convertisseur multiniveaux avec la commande MLI sinus-triangle	37
III.5.1. Convertisseur à deux niveaux	38
III.5.2. Convertisseur à trois niveaux	39
III.6. Simulation de l'ensemble MADA et convertisseur	41
III.6.1. Simulation de la MADA avec convertisseur NPC 2 niveaux	42
III.6.2. Simulation de la MADA avec convertisseur NPC 3 niveaux	44
III.7. Conclusion	46
Conclusion générale	47
Bibliographie	VIII
Résumé	XI

Liste des figures :

Figure I.1. Structure de la MADA	1
Figure I.2. Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur Première configuration.....	3
Figure I.3. Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur Deuxième configuration	3
Figure I.4 Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur. Troisième configuration.....	4
Figure I.5. Schéma de l'alimentation de la MADA pour application génératrice	5
Figure I.6. Circuit d'un enroulement de la MADA	6
Figure I.7. Représentation schématique des enroulements de la MADA	6
Figure I.8. Transformation de Park	10
Figure II.1. Onduleur à niveaux multiples	18
Figure II.2. Onduleur à niveaux multiples	19
Figure II.3. Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.	20
Figure II.4. Circuit d'une phase d'un convertisseur NPC à 3 niveaux	21
Figure II.5. Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC trois niveaux	22
Figure II.6. Circuit d'une phase d'un convertisseur à condensateur flottant à 3 niveaux	23
Figure II.7. Configuration possible d'un bras d'onduleur a trois niveaux de type FC	24
Figure II.8. Pont en H (H-bridge)	26
Figure II-9. Structure d'un bras d'onduleur multi-niveaux de type cascade à 3 niveaux	26
Figure II-10. Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur trois niveaux en Cascade	27
Figure II.11. Modulation sinusoïdale classique	30
Figure II.12. Modulation sinusoïdale à double triangle	31
Figure II.13. La modulation sinusoïdale modifiée	32
Figure III.1. Principe de la commande MLI.....	36
Figure III.2. Exemple de la technique MLI à deux porteuses	37
Figure III.3. Schéma de système de simulation des convertisseurs multi-niveaux.....	38
Figure III.4. Le courant de sortie de l'onduleur à 2 niveaux.....	38
Figure III.5. Tension de sortie de l'onduleur à 2 niveaux	39

Figure III.6. Le courant de ligne du l'onduleur NPC à 3 niveaux	39
Figure III.7. Tension de sortie de l'onduleur NPC à 3 niveaux	39
Figure III.8. Le courant de sortie du l'onduleur FC à 3 niveaux	39
Figure III.9. Tension de sortie de l'onduleur FC à 3 niveaux	40
Figure III.10. Le courant de sortie de l'onduleur H bridge à 3 niveaux	40
Figure III.11. Tension de sortie de l'onduleur H bridge à 3 niveaux.....	40
Figure III.12. MADA avec convertisseurs à MLI.....	41
Figure III.13. Schéma de commande d'un convertisseur à deux niveaux	42
Figure III.14. Allures des courants de ligne	42
Figure III.15. Zoom sur la figure des courants de ligne	43
Figure III.16. Allure de la tension du bus continu	43
Figure III.17. Allure de la puissance active P.....	43
Figure III.18. Allure de la puissance réactive Q	43
Figure III.19. Schéma de commande d'un convertisseur à trois niveaux	44
Figure III.20. Allures des courants de ligne	44
Figure III.21. Zoom sur la figure des courants de ligne	45
Figure III.22. Les courants de magnétisation selon le système dq	45
Figure III.23. Allures de la tension du bus continu	45
Figure III.24. Allure de la puissance active P	52
Figure III.25. Allure de la puissance réactive Q	52

Liste des tableaux :

Tableau II.1. Etats possibles de l'onduleur NPC à trois niveaux.....	22
Tableau II.2. Etats possibles de l'onduleur à condensateurs flottants à trois niveaux.....	25
Tableau II.3. Etats possibles de l'onduleur cascade à trois niveaux	27
Tableau II.4. Nombre de composants nécessaires à la réalisation des trois structures d'onduleurs multi niveaux	29
Tableau III.1. Le THD pour chaque topologie	40

Liste des Symboles et Notations

J_m	Moment d'inertie de la MADA.	kg.m^2
f	Coefficient dû aux frottements visqueux de la MADA.	Nm.s/rad
C_m	Couple mécanique sur l'arbre de la MADA.	N.m
Ω_m	Vitesse de rotation de la MADA.	rad/s
J	Moment d'inertie totale.	kg.m^2
C_{em}	Couple électromagnétique de la MADA.	N.m
E_s, E_r	Valeurs efficaces des fems rotoriques et statoriques.	V
N_r, N_s	Nombre de spires des bobinages rotorique et statorique,	-
p	Nombre de paires de pôles,	-
ω_s, ω_r	Pulsations statorique et rotorique.	rad/s
ω_m	Vitesse électrique angulaire de rotation de la MADA.	rad/s
g	Glissement.	-
f_s, f_r	Fréquences statorique et rotorique.	Hz
f_m	Fréquence de rotation du rotor.	Hz
P_s, P_r	Puissance active statorique et rotorique.	W
Q_s, Q_r	Puissance réactive statorique et rotorique.	VAR
P_m	Puissance mécanique.	W
θ	Angle électrique entre le stator et le rotor.	$^\circ$
V_{sabc}, V_{rabc}	Tensions statoriques et rotoriques dans le repère (abc).	V
I_{sabc}, I_{rabc}	Courants statoriques et rotoriques dans le repère (abc).	A
ϕ_{sabc}, ϕ_{rabc}	Flux statoriques et rotoriques dans le repère (abc).	Wb
R_s, R_r	Résistances statorique et rotorique par phase.	Ω
l_s, l_r	Inductances propres statorique et rotorique.	H
M_s, M_r	Inductances mutuelles entre deux phases statoriques et deux phases rotoriques.	H
M_{sr}	Valeur maximale de la mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.	H
L_s, L_r	Inductances cycliques statorique et rotorique.	H
M	Mutuelle entre le stator et le rotor.	H
θ_s, θ_r	Angles de Park des grandeurs statoriques et des grandeurs rotoriques.	$^\circ$
V_{sd}, V_{sq}	Tensions statoriques direct et quadrature dans le repère de Park dq	V
V_{rd}, V_{rq}	Tensions rotoriques direct et quadrature dans le repère de Park dq.	V
I_{sd}, I_{sq}	Courants statoriques direct et quadrature dans le repère de Park dq.	A
I_{rd}, I_{rq}	Courants rotoriques direct et quadrature dans le repère de Park dq.	A
ϕ_{sd}, ϕ_{sq}	Flux statoriques direct et quadrature dans le repère de Park dq.	Wb
ϕ_{rd}, ϕ_{rq}	Flux rotoriques direct et quadrature dans le repère de Park dq.	Wb
C_r	Couple résistant	N.m
I_{mr}, I_{mg}	Courants modulés par le CCM et le CCR.	A
I_c	Courant traversant le condensateur.	A
V_{dc}	Tension du bus continu (tension aux bornes du condensateur).	V

IGBT: Insulated Gate Bipolaire Transistor

NPC: Neutral Point Clamping

FC : Condensateur flottant

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion

MADA: Machine Asynchrone à Double Alimentation

PWM : modulation de largeur d'impulsion

E : Tension continue de l'onduleur.

P : Nombre de pair de pole.

g : Le glissement

P_s : Puissance active statorique

P_r :: Puissance active rotorique

Q_s :: Puissance réactive statorique

Q_r :: Puissance réactive rotorique

F_p : Fréquence de la porteuse

$F_{réf}$: Fréquence de l'onde de référence

A_c : Amplitude de la porteuse

A_m : Amplitude de l'onde de référence

Introduction générale

L'énergie électrique est utilisée depuis longtemps pour produire de l'énergie mécanique grâce à des convertisseurs électromécaniques réversibles, qui sont les machines électriques. Au fil du temps, cette tendance est accentuée à la fois dans le domaine industriel, tertiaire et domestique. Actuellement, elle constitue la majeure partie (95%) de l'énergie consommée dans l'industrie pour fournir la force motrice [1].

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible [1].

L'utilisation du moteur asynchrone à double alimentation (MADA) est devenue une solution majeure grâce à l'accessibilité au stator et au rotor qui offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance. [2] Un des avantages de la double alimentation est le pilotage du circuit du rotor par un convertisseur de faible puissance relativement par rapport au stator. Grâce aux progrès contemporains dans le domaine des semi-conducteurs et l'apparition de nouveaux composants de puissance commandés à l'ouverture et à la fermeture, tels que les GTOs (Gate Turn Off), les IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor), l'informatique et le développement des algorithmes de commande, des convertisseurs statiques à haute fréquence des commutations pourront être employés au niveau du rotor afin de réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, de réduction d'harmoniques, d'amélioration de rendement et surtout assurer la variation de la tension en amplitude et en fréquence nécessaires au fonctionnement des actionneurs électriques à courant alternatif dans diverses applications industrielles. Au vu de ses avantages, la Machine asynchrone à Double Alimentation (MADA) est associée à des convertisseurs multiniveaux dans plusieurs applications. L'énergie éolienne est l'une des utilisations les plus courantes.

L'objectif de notre travail est de contrôler la connexion d'une machine à double alimentation au réseau électrique via des convertisseurs à trois niveaux.

Le premier chapitre présente des généralités sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA). On y présente son principe de fonctionnement, son modèle mathématique et ses avantages et inconvénients.

Introduction générale

Le deuxième chapitre est dédié aux convertisseurs multiniveaux. On y a présenté les différentes topologies et les avantages et inconvénients.

Le troisième chapitre présente la commande utilisée et les différentes simulations de notre système.

Enfin ce mémoire se termine par une conclusion générale et des perspectives.

Chapitre I : Généralités sur la machine à double alimentation

I.1 Introduction

Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart des équipements industriels, la machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable.

Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif.

La littérature atteste du grand intérêt accordé aujourd'hui à la machine doublement alimentée pour diverses applications : en tant que génératrice pour l'énergie éolienne ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles.

I.2 Etat de l'art de la Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA)

La première apparition de cette machine date de l'année 1899, il ne s'agit pas d'une nouvelle structure mais d'un nouveau mode d'alimentation. La MADA est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures. Elle présente un stator analogue à celui des machines triphasées classiques (asynchrone ou synchrone), son rotor n'est plus une cage d'écureuil coulée dans les encoches d'un empilement de tôles, mais, il est constitué de trois bobinages connectés en étoile dont les extrémités sont reliées à des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais lorsque la machine tourne. La figure I.1 représente la structure de la machine asynchrone à double alimentation.

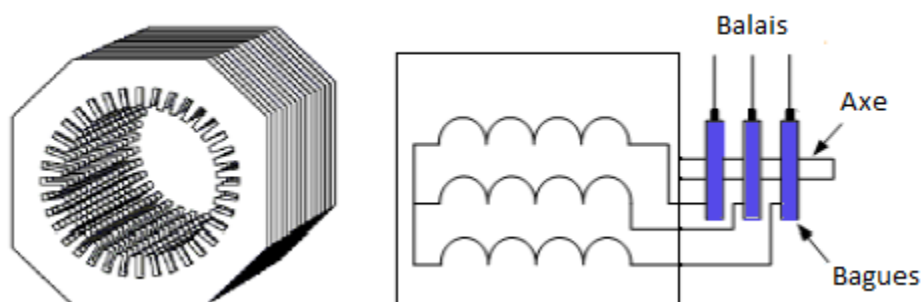


Figure I.1 : Structure de la MADA

I.3 Domaines d'application de la MADA

Actuellement la machine asynchrone à double alimentation occupe une large place dans les applications industrielles, grâce à ses nombreux avantages. En effet, la MADA est très utilisée en mode générateur dans les applications d'énergies renouvelables notamment dans les systèmes éoliens. De plus, le fonctionnement en générateur présente la MADA comme une alternative sérieuse aux machines synchrones classiques dans de nombreux systèmes de production d'énergie décentralisée [3], telles que:

- Les générateurs des réseaux de bord des navires ou des avions.
- Les centrales hydrauliques à débit et vitesse variable.
- Les groupes électrogènes pour lesquels la réduction de vitesse pendant les périodes de faible consommation permet de réduire sensiblement la consommation de carburant.

La MADA peut être utilisée aussi dans d'autres applications importantes nécessitant un fort couple de démarrage, telles que:

- La métallurgie avec les enrouleuses et les dérouleuses de bobines.
- La traction, avec notamment des applications de type transport urbain ou propulsion maritime.
- Et enfin l'application de lavage, les ascenseurs, les monte-charges... etc.

I.4 Principe de fonctionnement

Comme la machine asynchrone classique, la MADA permet de fonctionner en moteur ou en générateur mais la grande différence réside dans le fait que pour la MADA, ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur.

Effectivement, une machine à cage doit tourner en dessous de sa vitesse de synchronisme pour être en moteur et au-dessus pour être en générateur. Ici, c'est la commande des tensions rotoriques qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper ou hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur. Nous allons présenter successivement ces différents modes de fonctionnement [4].

I.4.1 Fonctionnement en moteur

Pour le cas de l'application moteur de la MADA, les principales études ont été dédiées aux stratégies de commande linéaires et non linéaires avec ou sans capteur de vitesse ou de position.

Dans ce fonctionnement, le rotor de la MADA est alimenté par un convertisseur et le stator est alimenté par le réseau.

I.4.1.1 Stator alimenté par le réseau, rotor alimenté par un onduleur

Cette classe est dite MADA simple. Les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à son propre onduleur. La figure I.2 représente un schéma de principe de cette catégorie de MADA [5].

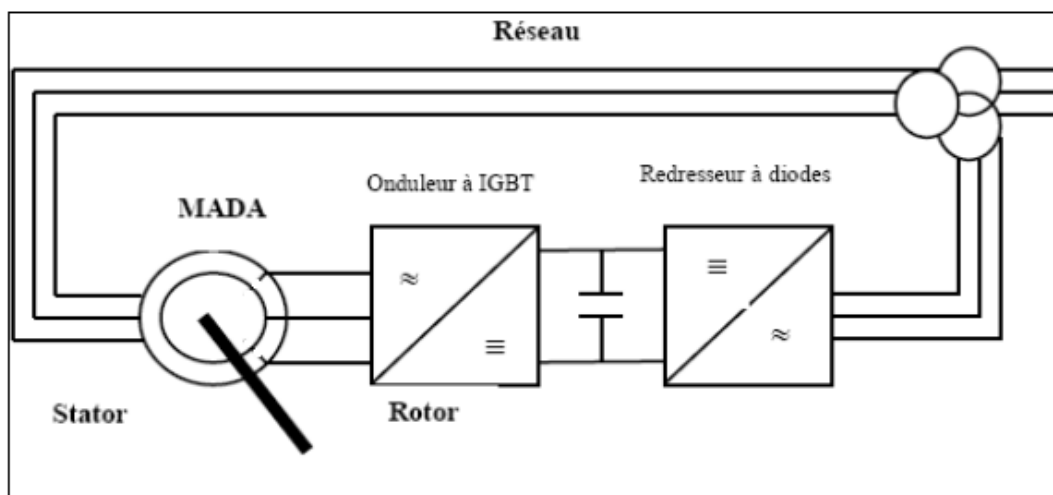


Figure I.2 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur. Première configuration

I.4.1.2 Stator relié au réseau, rotor alimenté par un Cyclo-convertisseur

Dans cette configuration les enroulements statoriques sont connectés à un réseau triphasé fixe tandis que le rotor est relié à un cyclo-convertisseur. La figure I.3 représente un schéma de principe de cette catégorie de MADA [5].

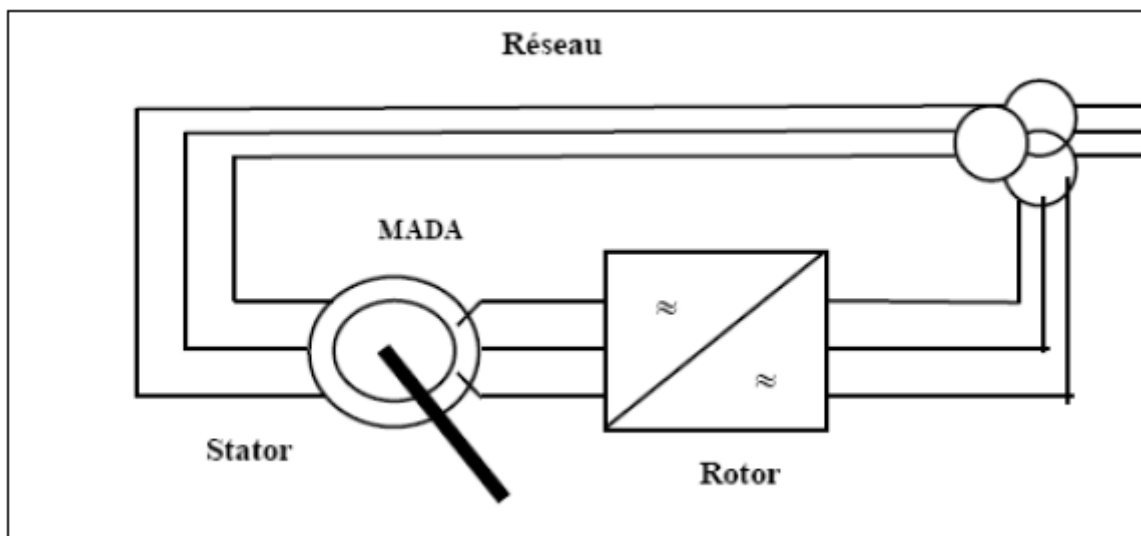


Figure I.3 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur. Deuxième configuration

I.4.1.3 Stator alimenté par onduleur, rotor alimenté par un onduleur

Cette configuration consiste en une MADA dont les deux côtés, stator et rotor, sont alimentés par des onduleurs de tension .Elle peut prendre deux formes équivalentes :

- Deux onduleurs alimentés en parallèle par un redresseur commun, ce dernier est donc une source d'alimentation commune aux deux côtés.
- Deux onduleurs alimentés par leurs propres redresseurs. Dans ce cas, c'est le réseau qui est la source du couplage électrique existant entre les deux côtés [3].

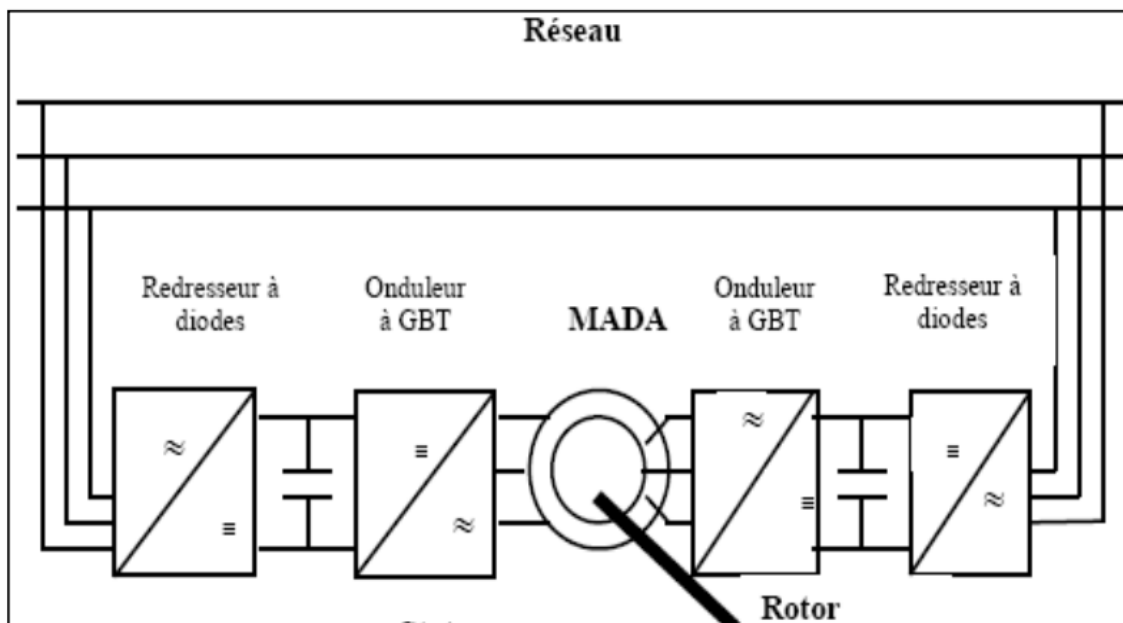


Figure I.4 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application moteur. Troisième configuration

I.4.2 Fonctionnement en génératrice

L'utilisation de la MADA pour la production de l'énergie électrique à partir de l'énergie éolienne est très répandue. La configuration, largement utilisée dans les systèmes éoliens à vitesse variable avec MADA, est représentée par la figure I.4. Elle consiste à alimenter le rotor par un convertisseur et à connecter le stator directement au réseau [3].

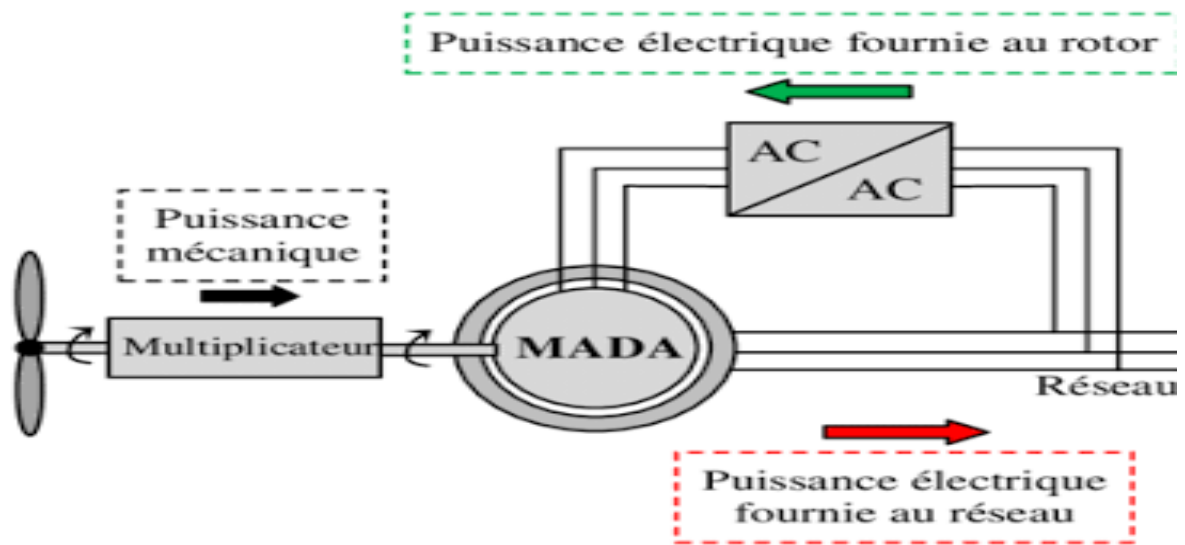


Figure I.5 : Schéma de l'alimentation de la MADA pour application génératrice

I.5 Modélisation de la MADA

I.5.1 Hypothèses

Il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices permettant de simplifier les calculs et conduisant à des résultats suffisamment précis pour toute cette étude. Ces hypothèses sont les suivantes [6- 7] :

- La construction de la machine est symétrique.
- L'entrefer est constant.
- L'effet des encoches est négligé.
- Répartition sinusoïdale des conducteurs des phases statoriques et rotoriques : création d'ondes de champs magnétiques sinusoïdales.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et l'effet de peau n'est pas pris en compte.

I.5.2 Modèle triphasé de la MADA

Chaque enroulement de la machine peut être représenté par un circuit électrique équivalent schématisé à la figure I.6.

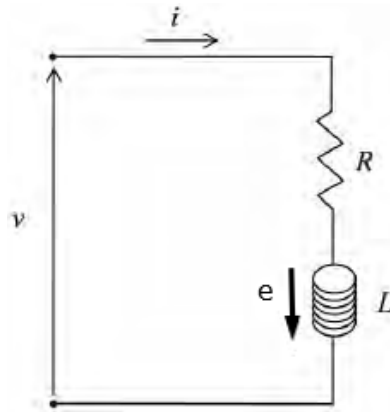


Figure I.6 : Circuit d'un enroulement de la MADA

La relation entre le flux et la force électromotrice développée au niveau de l'inductance est donnée par la loi de Faraday :

$$-e = \frac{d\varphi}{dt} \quad (\text{I.1})$$

L'application de la loi des mailles à ce circuit donne :

$$-e = \frac{d\varphi}{dt} = v - R \cdot i \quad (\text{I.2})$$

Avec:

R et L sont la résistance et l'inductance de l'enroulement.

i et v représentent le courant dans l'enroulement et la tension à ses bornes.

$\varphi = \varphi_p + \varphi_c$, où φ_p est le flux propre de l'enroulement, et φ_c est le flux de couplage magnétique avec d'autres enroulements.

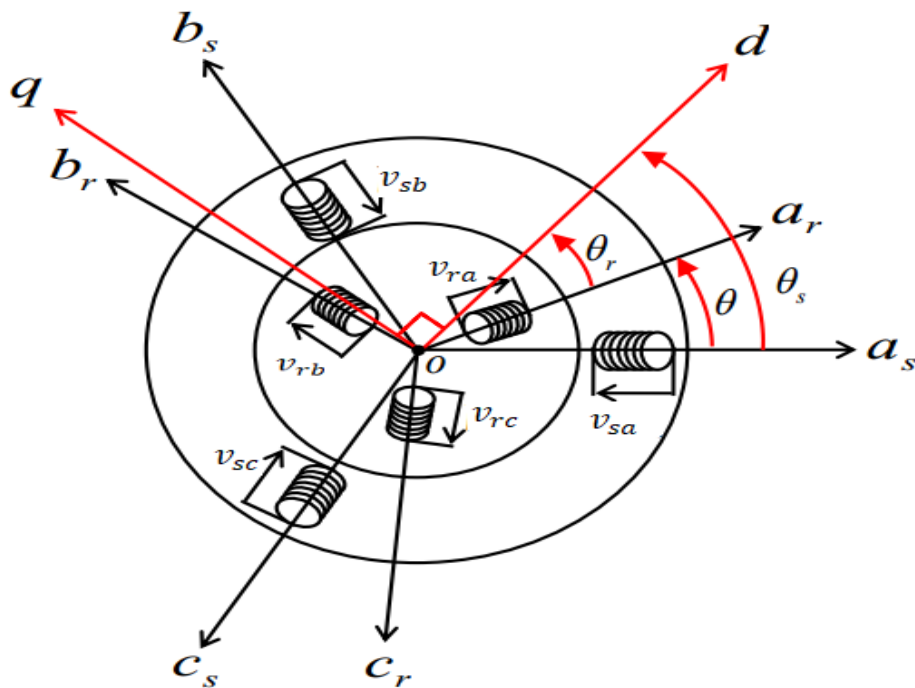


Figure I.7 : Représentation schématique des enroulements de la MADA

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques de la MADA sont représentés schématiquement par la figure I.7. Où : a_s , b_s , c_s sont les axes des trois enroulements du stator et a_r , b_r , c_r sont les axes des trois enroulements du rotor.

I.5.3 Équations des tensions

En appliquant la loi de Faraday et des mailles aux enroulements de la MADA, on obtient:

$$\begin{cases} v_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ v_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ v_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (I.3)$$

$$\begin{cases} v_{ra} = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ v_{rb} = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ v_{rc} = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (I.4)$$

Avec :

$v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}, v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}$: Tensions statoriques et rotoriques par phase.

$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}, i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$: Courants statoriques et rotoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}, \varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Les flux totalisés par les trois enroulements du stator et du rotor.

Les équations I.3 et I.4 peuvent se représenter sous les formes matricielles comme suit :

$$[v_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \frac{d[\varphi_{sabc}]}{dt} \quad (I.5)$$

Où :

$[v_{sabc}] = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T$: Vecteur tension statorique.

$[i_{sabc}] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$: Vecteur courant statorique.

$[\varphi_{sabc}] = [\varphi_{sa} \ \varphi_{sb} \ \varphi_{sc}]^T$: Vecteur flux statorique.

$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$: Matrices résistances du stator.

$$[v_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \frac{d[\varphi_{rabc}]}{dt} \quad (I.6)$$

Où :

$[v_{rabc}] = [v_{ra} \ v_{rb} \ v_{rc}]^T$: Vecteur tension rotorique.

$[i_{rabc}] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$: Vecteur courant rotorique.

$[\varphi_{rabc}] = [\varphi_{ra} \ \varphi_{rb} \ \varphi_{rc}]^T$: Vecteur flux rotorique.

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} : \text{Matrices résistances du rotor.}$$

I.5.4 Équations des flux

Les flux totalisés par les enroulements statoriques et rotoriques s'expriment comme suit:

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = l_s \cdot i_{sa} + m_s \cdot i_{sb} + m_s \cdot i_{sc} + m_{aa} \cdot i_{ra} + m_{ab} \cdot i_{rb} + m_{ac} \cdot i_{rc} \\ \varphi_{sb} = m_s \cdot i_{sa} + l_s \cdot i_{sb} + m_s \cdot i_{sc} + m_{ba} \cdot i_{ra} + m_{bb} \cdot i_{rb} + m_{cb} \cdot i_{rc} \\ \varphi_{sc} = m_s \cdot i_{sa} + m_s \cdot i_{sb} + l_s \cdot i_{sc} + m_{ca} \cdot i_{ra} + m_{cb} \cdot i_{rb} + m_{cc} \cdot i_{rc} \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

$$\begin{cases} \varphi_{ra} = l_r \cdot i_{ra} + m_r \cdot i_{rb} + m_r \cdot i_{rc} + m_{aa} \cdot i_{sa} + m_{ba} \cdot i_{sb} + m_{ca} \cdot i_{sc} \\ \varphi_{rb} = m_r \cdot i_{ra} + l_r \cdot i_{rb} + m_r \cdot i_{rc} + m_{ab} \cdot i_{sa} + m_{bb} \cdot i_{sb} + m_{cb} \cdot i_{sc} \\ \varphi_{rc} = m_r \cdot i_{ra} + m_r \cdot i_{rb} + l_r \cdot i_{rc} + m_{ac} \cdot i_{sa} + m_{bc} \cdot i_{sb} + m_{cc} \cdot i_{sc} \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

Avec :

l_s : L'inductance propre d'une phase statorique.

l_r : L'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

m_r : L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

m_{rs} : L'inductance mutuelle entre une phase rotorique et une phase statorique.

m_{sr} : L'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

Sous formes matricielles, les équations I.7 et I.8 deviennent :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_{ss}] \cdot [i_{sabc}] + [M_{sr}] \cdot [i_{rabc}] \quad (\text{I.9})$$

$$[\varphi_{rabc}] = [L_{rr}] \cdot [i_{rabc}] + [M_{rs}] \cdot [i_{sabc}] \quad (\text{I.10})$$

$$\text{Avec : } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^T = m \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

m : La valeur maximale de l'inductance mutuelle M_{sr} .

θ : L'angle électrique entre une phase statorique et une phase rotorique.

En substituant les équations des flux I.9 et I.10 dans les équations I.5 et I.6, on obtient le système suivant :

$$[v_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + [L_{ss}] \cdot \frac{d[i_{sabc}]}{dt} + \frac{d([M_{sr}] \cdot [i_{rabc}])}{dt} \quad (I.13)$$

$$[v_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + [L_{rr}] \cdot \frac{d[i_{rabc}]}{dt} + \frac{d([M_{rs}] \cdot [i_{sabc}])}{dt} \quad (I.14)$$

I.5.5 Équation mécanique

L'équation mécanique de la MADA est donnée sous la forme suivante [7, 8, 9]:

$$J_M \cdot \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_r - f_{vM} \cdot \Omega \quad (I.15)$$

Avec :

J_M : Le moment d'inertie de la MADA.

T_{em} : Le couple électromagnétique de la MADA.

T_r : Le couple résistant.

f_{vM} : Le coefficient de frottement visqueux de la MADA.

Ω : La vitesse de rotation mécanique de la MADA.

Dans le cas où la MADA fonctionne en mode moteur, le couple T_{em} est généré par elle-même pour entraîner le couple T_r , mais dans le cas où cette machine fonctionne en mode générateur, le couple T_r est généré par un moteur extérieur. Le couple électromagnétique de la MADA est donné par l'expression suivante [10] :

$$T_{em} = p \cdot [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc}] \cdot \frac{d[M_{sr}]}{d\theta} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Où p est le nombre de paires de pôles.

Il est clair que la résolution de ce système d'équations différentielles de la MADA est complexe dont les coefficients contiennent des termes qui sont en fonction de θ , donc en fonction du temps. Dans le but d'obtenir un système d'équations équivalent plus simple à

manipuler permettant de rendre ces coefficients indépendants de la position θ , nous allons voir et utiliser la transformation de Park

I.6 Transformation de Park

La transformation de Park est une opération mathématique permettant de passer d'un système triphasé d'axes a, b, c décalés entre eux d'un angle de cent vingt degré (120°) à un système à trois axes orthogonaux d, q, o, comme indiquer à la figure I.8.

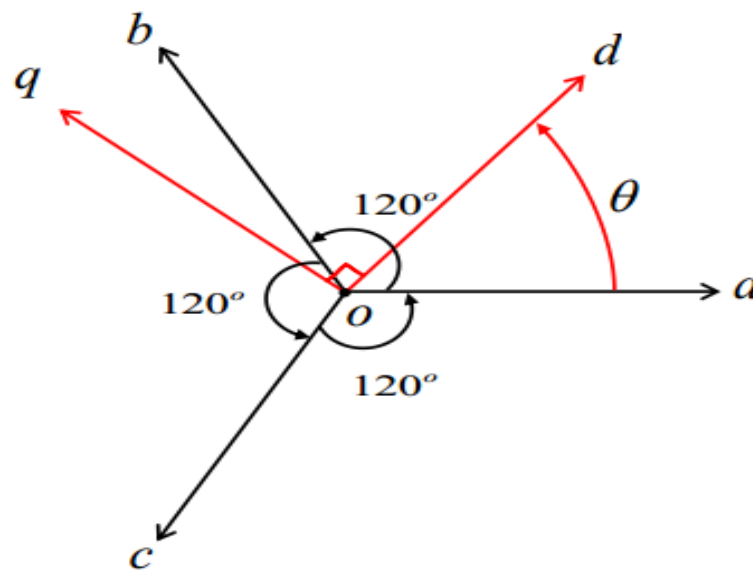


Figure I.8 : Transformation de Park

Il existe une relation pour passer d'un système a, b, c à un système d, q, o:

$$[X_{dqo}] = \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\alpha)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad ; \quad [X_{abc}] = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\alpha)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix}$$

Où :

X_a, X_b, X_c : Les valeurs instantanées des grandeurs triphasées.

X_d, X_q : Les valeurs instantanées des grandeurs diphasées.

X_o : La composante homopolaire.

$[P(\alpha)]$: La matrice directe de Park.

$[P(\alpha)]^{-1}$: La matrice inverse de Park.

$$[P(\alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\alpha) & -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$[P(\alpha)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Où α est l'angle entre l'axe d et l'axe a de référence dans le système triphasé. $[X_{abc}]$ peut être un vecteur tension, courant ou flux.

I.7 Application de la transformation de Park sur MADA

La transformation de Park permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques triphasés de la MADA en des enroulements statoriques et rotoriques diphasés orthogonaux. La représentation schématique de cette application sur cette machine est donnée par la figure I.7.

Deux transformations sont définies à partir de la matrice de Park (Equation I.17) dans laquelle l'angle α est remplacé par θ_s pour le stator et par θ_r pour le rotor, ce sont $[P(\theta_s)]$ et $[P(\theta_r)]$ respectivement.

$$\theta_s - \theta_r = \theta$$

θ_s : L'angle électrique entre l'axe d et le stator.

θ_r : L'angle électrique entre l'axe d et le rotor.

θ : L'angle électrique entre le stator et le rotor.

I.7.1 Équations des flux

En appliquant la transformation de Park sur les équations I.9 et I.10, les relations des flux pour le stator et le rotor deviennent comme suit :

-Pour le stator :

$$[\varphi_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdqo}] = [L_{ss}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{sdqo}] + [M_{sr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{rdqo}] \quad (\text{I.20})$$

En multipliant cette équation à gauche par la matrice de Park $[P(\theta_s)]$, on aura :

$$[\varphi_{sdqo}] = [P(\theta_s)] \cdot [L_{ss}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{rdqo}] \quad (I.21)$$

Où :

$[\varphi_{sdqo}]$: Le vecteur flux statorique dans le repère de Park.

$[i_{sdqo}]$: Le vecteur courant statorique dans le repère de Park.

$[i_{rdqo}]$: Le vecteur courant rotorique dans le repère de Park.

La relation entre les flux et les courants suivant les axes d, q, o est la suivante:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - m_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - m_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2m_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{3}{2}m \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

On met :

$L_s = l_s - m_s$: L'inductance cyclique statorique.

$L_{so} = l_s + 2m_s$: L'inductance homopolaire statorique.

$M = \frac{3}{2}m$: L'inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor.

Alors, l'équation I.22 devient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_{so} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + M \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

-Pour le rotor :

$$[\varphi_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdqo}] = [L_{rr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{rdqo}] + [M_{rs}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{sdqo}] \quad (I.24)$$

En multipliant cette équation à gauche par la matrice de Park $[P(\theta_r)]$, on aura :

$$[\varphi_{rdqo}] = [P(\theta_r)] \cdot [L_{rr}] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{rdqo}] + [P(\theta_r)] \cdot [M_{rs}] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{sdqo}] \quad (I.25)$$

Où :

$[\varphi_{rdqo}]$: Le vecteur flux rotorique dans le repère de Park.

La relation entre les flux et les courants suivant les axes d, q, o est la suivante:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r - m_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r - m_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r + 2m_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} m \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

On met :

$L_r = l_r - m_r$: L'inductance cyclique rotorique.

$L_{ro} = l_r + 2m_r$: L'inductance homopolaire rotorique.

Alors, l'équation I.26 devient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_{ro} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + M \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

I.7.2 Équations des tensions

En appliquant la transformation de Park sur les équations I.5 et I.6, les relations des tensions pour le stator et le rotor deviennent comme suit :

-Pour le stator :

$$[v_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [v_{sdqo}] = [R_s] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{sdqo}] + \frac{d([P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdqo}])}{dt} \quad (\text{I.28})$$

$[v_{sdqo}]$: Le vecteur tension statorique dans le repère de Park.

En multipliant l'équation I.28 par $[P(\theta_s)]$:

$$[v_{sdqo}] = [P(\theta_s)] \cdot [R_s] \cdot [P(\theta_s)]^{-1} \cdot [i_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \cdot \frac{d([P(\theta_s)]^{-1} \cdot [\varphi_{sdqo}])}{dt} \quad (\text{I.29})$$

$$[v_{sdqo}] = [R_s] \cdot [i_{sdqo}] + \frac{d[\varphi_{sdqo}]}{dt} + \left([P(\theta_s)] \cdot \frac{d([P(\theta_s)]^{-1})}{dt} \right) \cdot [\varphi_{sdqo}] \quad (\text{I.30})$$

Avec :

$$[P(\theta_s)] \cdot \frac{d([P(\theta_s)]^{-1})}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_s \quad (\text{I.31})$$

Où :

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: La pulsation des grandeurs électrique statorique

Donc, on va obtenir:

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_s \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

Après des opérations mathématiques, on peut donc définir le modèle diphasé de l'enroulement triphasé statorique par le modèle électrique suivant :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{sd} \\ v_{so} = R_s \cdot i_{so} + \frac{d\varphi_{so}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

-Pour le rotor :

$$[v_{rabc}] = [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [v_{rdqo}] = [R_r] \cdot [P(\theta_r)]^{-1} \cdot [i_{rdqo}] + \frac{d([P(\theta_r)]^{-1} \cdot [\varphi_{rdqo}])}{dt} \quad (\text{I.34})$$

$[v_{rdqo}]$: Le vecteur tension rotorique dans le repère de Park.

De la même manière, en remplaçant l'indice de l'enroulement statorique 's' par l'indice de l'enroulement rotorique 'r', et en suivant les mêmes étapes, on va obtenir:

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \\ v_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_r \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

Où :

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: La pulsation des grandeurs électriques rotoriques.

Donc, on peut écrire l'équation I.35 comme suit :

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{rd} \\ v_{ro} = R_r \cdot i_{ro} + \frac{d\varphi_{ro}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

Les grandeurs d'indice 'o' (composantes homopolaires) existent seulement en cas de fonctionnement dissymétrique de la MADA. On prend en considérations les hypothèses simplificatrices précédentes, c'est-à-dire que les composantes homopolaires soient nulles, les équations I.33, I.36, I.23 et I.27 deviennent :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{sd} \\ v_{rd} = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M \cdot i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M \cdot i_{rq} \\ \varphi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + M \cdot i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + M \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

I.7.3 Choix du référentiel

On a exprimé les équations électriques et magnétiques de la MADA dans un repère diphasé d-q tournant faisant un angle θ_s avec le stator et un angle θ_r avec le rotor, mais ce repère n'est pas encore défini, c'est-à-dire qu'il est libre.

Le référentiel d-q peut être fixé au:

- Stator.
- Rotor.
- Champ tournant.

I.8 Avantages et inconvénients de la MADA [3]

Comme les autres machines, la MADA présente quelques avantages et inconvénients qui sont liés à plusieurs facteurs, sa structure, sa stratégie de commande et ses applications.

I.8.1 Avantages de la MADA

On peut citer quelques avantages de la MADA :

- L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou l'injection d'énergie dans les enroulements de la machine.
- La capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme. De plus, l'application de la commande vectorielle associée à une technique de commande moderne permet d'obtenir un couple nominal sur une grande plage de vitesse.
- Dans la MADA, le circuit rotorique peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ce convertisseur rotorique de haute commutation est utilisé pour réaliser de hautes performances dynamiques en termes de temps de réponse, de minimisation des harmoniques et d'amélioration de rendement.
- Son utilisation est préférée pour ses propriétés de réglage de vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique, et encore sa possibilité de démarrer sans demander un courant important au réseau.
- Un fonctionnement en régime dégradé, si l'un des deux onduleurs tombe en panne, plus souple que la machine à simple alimentation.

I.8.2 Inconvénients de la MADA

Tout d'abord, la MADA est une machine asynchrone ; alors le premier inconvénient est que sa structure est non linéaire, ce qui implique la complexité de sa commande.

En plus de ça, on peut citer les inconvénients suivants :

- Le marché traditionnel est conquis par la MAS à cage, très étudiée et très connue, la nouveauté peut effrayer.
- Elle est plus volumineuse qu'une MAS à cage de puissance équivalente. L'aspect multi-convertisseurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le prix.
- Nous utilisons un nombre des convertisseurs (deux redresseurs et deux onduleurs ou un redresseur et deux onduleurs) plus importants que la machine à cage (un redresseur et un onduleur).
- Un autre inconvénient apparaît lors de l'étude de cette machine, c'est la stabilité notamment en boucle ouverte. En effet, dans le cas de la machine asynchrone

conventionnelle celle-ci est garantie par la relation fondamentale de l'autopilotage réalisant l'asservissement de la vitesse par la fréquence du stator. Par conséquent, les deux forces magnétomotrices du stator et du rotor deviennent synchronisées. Mais dans le cas de la machine asynchrone à double alimentation, la rotation des forces magnétomotrices devient fonction des fréquences imposées par les deux sources d'alimentation externes. De ce fait, une certaine synchronisation entre elles est exigée afin de garantir une stabilité à la machine.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes structures de la machine asynchrone à double alimentation en tant que génératrice pour les énergies renouvelables ou en tant que moteur pour certaines applications industrielles.

Afin de mieux comprendre les avantages que la machine peut procurer par rapport aux structures classiques, nous avons étudié les possibilités qu'elle offre en fonctionnement moteur et génératrice.

Après avoir illustré les avantages et les inconvénients de la MADA, nous avons cité les domaines d'application, où cette machine représente la solution la plus convenable, pour les deux modes de fonctionnement (moteur et génératrice).

Nous concluons que les intérêts majeurs de l'utilisation de cette machine sont :

- Le convertisseur lié à l'armature rotorique est dimensionné pour une fraction de la puissance nominale de la machine.
- Possibilité de fonctionner sur une grande plage de vitesse en hypo et hyper-synchronisme.
- Possibilité de contrôler à la fois le couple et le facteur de puissance.
- Rendement élevé.
- Le principal inconvénient de cette machine reste celui de la présence de balais-collecteur qui la rend moins robuste et qui nécessite un entretien régulier.

Chapitre II : Convertisseurs multi-niveaux

II.1 Introduction

Les convertisseurs multiniveaux sont constitués des associations de semi-conducteurs et des sources de tension et permettent d'obtenir une tension de sortie au-dessus des calibres unitaires de chaque interrupteur ainsi qu'une fréquence apparente supérieure à celle de commutation de chaque interrupteur [11]. En général, les onduleurs de tension multiniveaux peuvent être vus comme des synthétiseurs de tension, dans lesquels la tension de sortie est synthétisée de plusieurs niveaux [12].

Le développement de la technologie multiniveaux a été marqué par deux facteurs. D'un côté, l'évolution technologique des matériaux semi-conducteurs permettant la réalisation de convertisseurs de puissance et de tension plus élevées. D'un autre côté, même si le contrôle des convertisseurs multi niveaux est compliqué, l'évolution des processeurs numériques de signal avec capacité de calcul et vitesse de réaction très élevée et coût réduit ont rendu possible la mise en œuvre de ce contrôle [11].

Il est à noter que le choix de la meilleure topologie multi niveaux et de la stratégie de contrôle ou de commande la mieux adaptée à chaque application donnée n'est souvent pas facile à trouver [13].



Figure II.1. Onduleur à niveaux multiples [17]

II.2 Principe de l'onduleur multi niveaux

La figure II.2 montre le fonctionnement des convertisseurs multi niveaux. Un convertisseur à deux niveaux est représenté dans la figure II.2.a, dans laquelle les commutateurs semi-conducteurs ont été remplacés par un interrupteur idéal. La tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs: 0 ou V_{dc} . Sur la figure II.2.b, la tension de sortie à trois niveaux peut prendre trois valeurs: $2V_{dc}$, V_{dc} ou 0 [13][15].

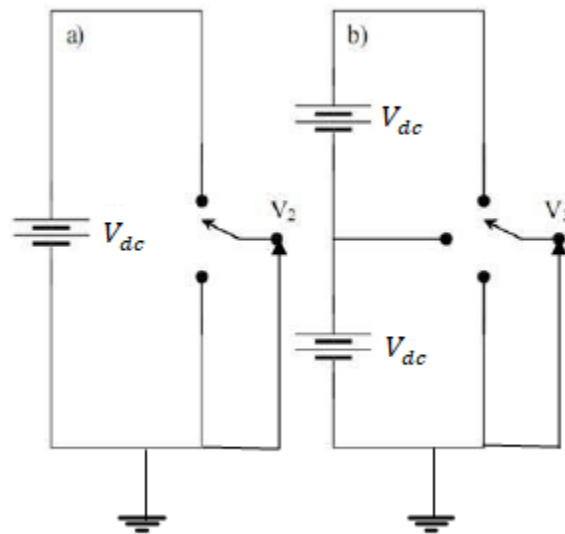


Figure II.2. Onduleur à niveaux multiples : a) à deux niveaux. b) à trois niveaux.

L'augmentation de nombre de niveaux permet d'améliorer les formes d'ondes en sortie du convertisseur, notamment en termes de contenu harmonique, mais cela nécessite une commande beaucoup plus complexe et un nombre important des semi-conducteurs utilisés. Cela rend le système global plus coûteux et surtout plus complexe.

II.3 Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux

Cette section est consacrée à la présentation du fonctionnement des principales structures des onduleurs multi niveaux : l'onduleur à diode de bouclage, l'onduleur à capacités flottantes et l'onduleur en cascade.

II.3.1 Onduleur de tension à diodes de bouclage (NPC)

La première topologie, de l'onduleur de tension multi niveaux est la structure NPC (Neutral-Point-Clamped). Elle a été proposée, la première fois en 1981, par Nabae et al. [12]. En ce moment, c'est la topologie la plus utilisée dans l'industrie.

L'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la figure II.3. Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série (C_1 et C_2), formant un point milieu noté(O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport l'onduleur classique à deux niveaux [16]. La tension totale du bus continu vaut V_{dc} dans ses conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension $V_{dc}/2$ à leurs bornes.

Chacun des trois bras de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés et deux diodes de maintien connectées au point milieu du bus continu. Les interrupteurs commandés sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant.

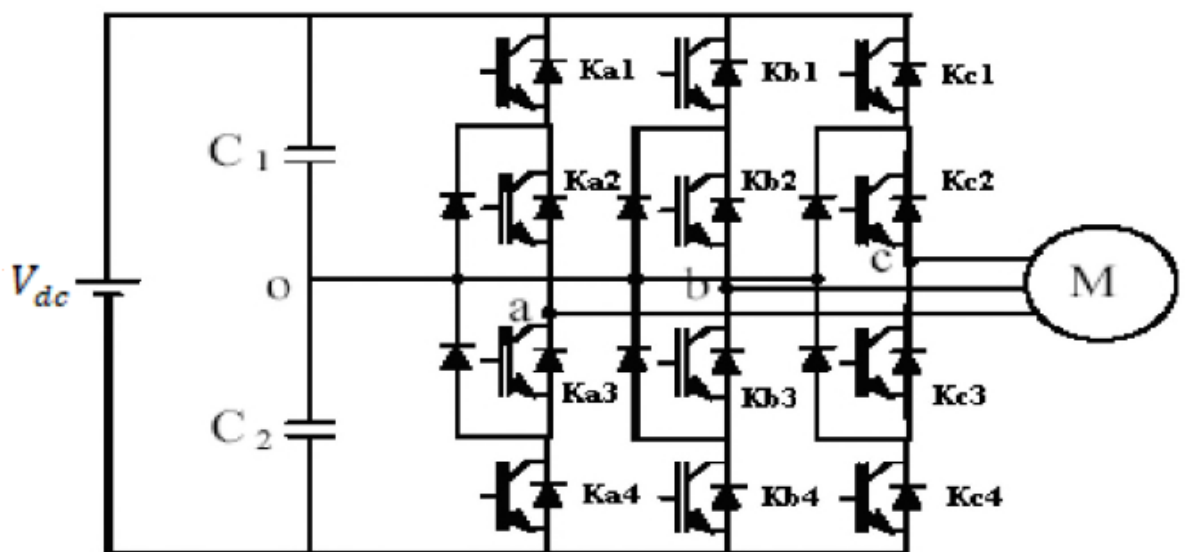


Figure II.3. Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.

II.3.1.1 Principes de base

Pour des raisons de simplicité, nous limiterons l'étude à un bras d'onduleur NPC à trois niveaux, l'objectif visé est de déterminer les valeurs que peut prendre la tension v_{ao} pour les différents états possibles des interrupteurs statiques, de montrer les séquences de conductions des interrupteurs.

Dans sa version la plus simple, chaque branche de cet onduleur comporte quatre interrupteurs contrôlables et six diodes, et deux condensateurs branchés en parallèle avec la tension d'entrée V_{dc} comme représenté à la Figure II.4.

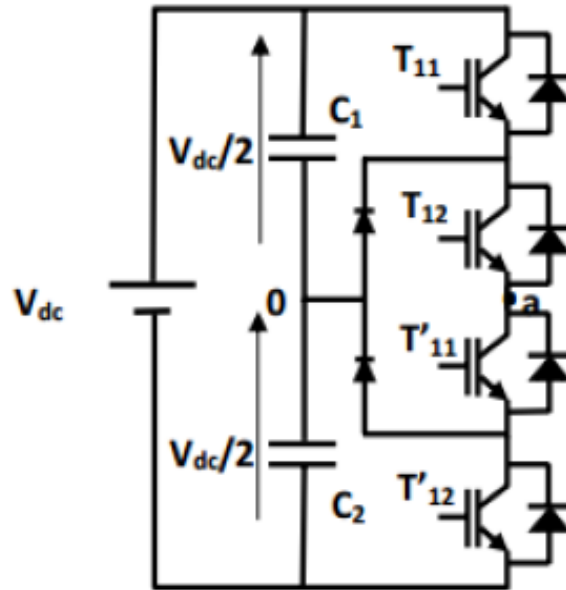


Figure II.4. Circuit d'une phase d'un convertisseur NPC à trois niveaux.

Pour un convertisseur NPC à N niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possibles permettant de générer les N niveaux de tensions.

Et en particulier pour le NPC à trois niveaux, on a trois séquences de fonctionnement:

- **Séquence 1 :**

Dans ce cas, les interrupteurs T_{11} , T_{12} sont passants et T'_{11} , T'_{12} sont bloqués comme le montre la figure II.5.a. Et la tension de sortie est: $v_{ao} = +V_{dc}/2$.

- **Séquences 2 :**

Les interrupteurs T_{12} , T'_{11} sont passants et T_{11} , T'_{12} sont bloqués, dans ce cas le point a est relié directement au point 0 à travers l'une des diodes de maintien, comme le montre la figure II.5.b. Et la tension de sortie v_{ao} est donc nulle, $v_{ao} = 0$.

- **Séquences 3 :**

Dans ce cas, les interrupteurs T_{11} , T_{12} sont bloqués et T'_{11} , T'_{12} sont passants comme le montre la figure II.5.c. Et la tension de sortie est: $v_{ao} = -V_{dc}/2$.

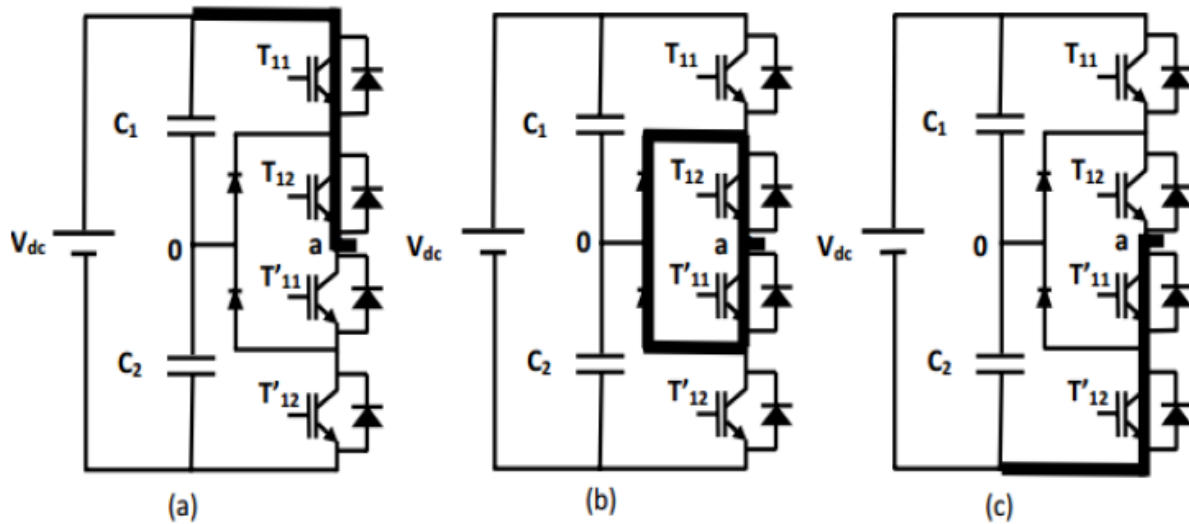


Figure II-5: Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux

Les trois états de commutation possibles sont résumés dans le Tableau II.1, L'état 1 représente l'interrupteur fermé et l'état 0 représente l'interrupteur ouvert.

T_{11}	T_{12}	T'_{11}	T'_{12}	v_{ao}
1	1	0	0	$V_{dc}/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

Tab II.1. Etats possibles de l'onduleur NPC à trois niveaux.

II.3.1.2 Avantages et inconvénients

Les topologies NPC présentent plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous [17] :

- Toutes les phases partagent le même bus continu.
- La méthode de contrôle est relativement simple.
- N'utilise pas des transformateurs.

Par contre l'inconvénient de cette structure est :

- Déséquilibre de la tension des condensateurs. Dans certaines conditions de fonctionnement, la tension du point milieu capacitif peut avoir des variations très importantes. Afin d'assurer le bon fonctionnement, il faut prévoir une stratégie de

commande pour assurer la stabilité de cette tension. Ce problème devient plus complexe lorsque le nombre de niveaux est plus important.

- L'exigence des diodes à fréquence de commutations élevée et qui doivent supporter le courant maximal circulant dans le circuit.
- L'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes

II.3.2 Onduleur de tension à condensateurs flottants

La topologie de l'onduleur multi niveaux à cellule imbriquées ou à condensateurs flottant (flying capacitor multilevel inverter), a été proposée par Meynard et Foch en 1990 [11]. Cette structure est proposée pour résoudre d'une part le problème de l'équilibre des tensions, et d'autre part pour réduire le nombre excessif de diodes. Dans cette topologie, les capacités remplacent les diodes de blocage, d'où l'appellation «onduleur à condensateur flottants ».

II.3.2.1 Principes de base

Dans cette topologie, chaque branche d'un onduleur à trois niveaux, comporte quatre interrupteurs contrôlables et quatre diodes, et trois condensateurs, deux sont branchés en parallèle avec la tension d'entrée V_{dc} et la troisième capacité remplace les deux diodes de blocage. Comme représenté à la Figure II.6.

Pour un convertisseur à condensateurs flottants à N niveaux de tensions, nous avons $2N-1$ séquences de fonctionnements possibles permettant de générer les N niveaux de tensions.

Et en particulier pour un convertisseur à condensateurs flottants à trois niveaux on a quatre séquences de fonctionnent. Le tableau II.2 montre la tension de sortie (v_{ao}) et les états de commutations possibles pour trois niveaux.

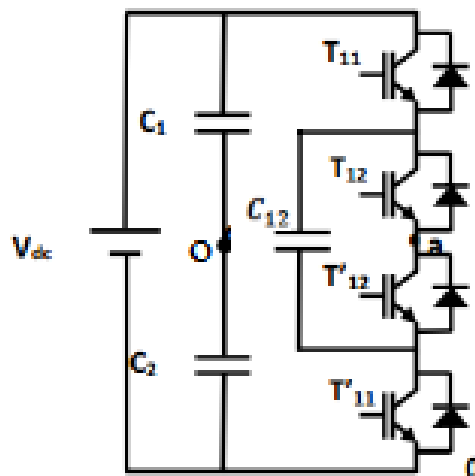


Figure II.6. Circuit d'une phase d'un convertisseur à condensateur flottant à trois niveaux.

La Figure II.7 illustre les configurations possibles du convertisseur trois niveaux à structure FC, T_{11} et T'_{11} , T_{12} et T'_{12} sont commandés de manière complémentaire.

- Pour obtenir le niveau de tension de sortie $v_{ao} = \frac{V_{dc}}{2}$, tous les interrupteurs du hauts T_{11} et T_{12} sont fermés (cas a).
- Pour obtenir le niveau de tension de sortie $v_{ao} = -\frac{V_{dc}}{2}$ tous les interrupteurs du bas T'_{11} et T'_{12} sont fermés (cas d).
- Pour obtenir le niveau de tension de sortie $v_{ao} = 0$ tous les interrupteurs T_{11} et T'_{12} ou T_{12} et T'_{11} sont fermés (cas b et c).

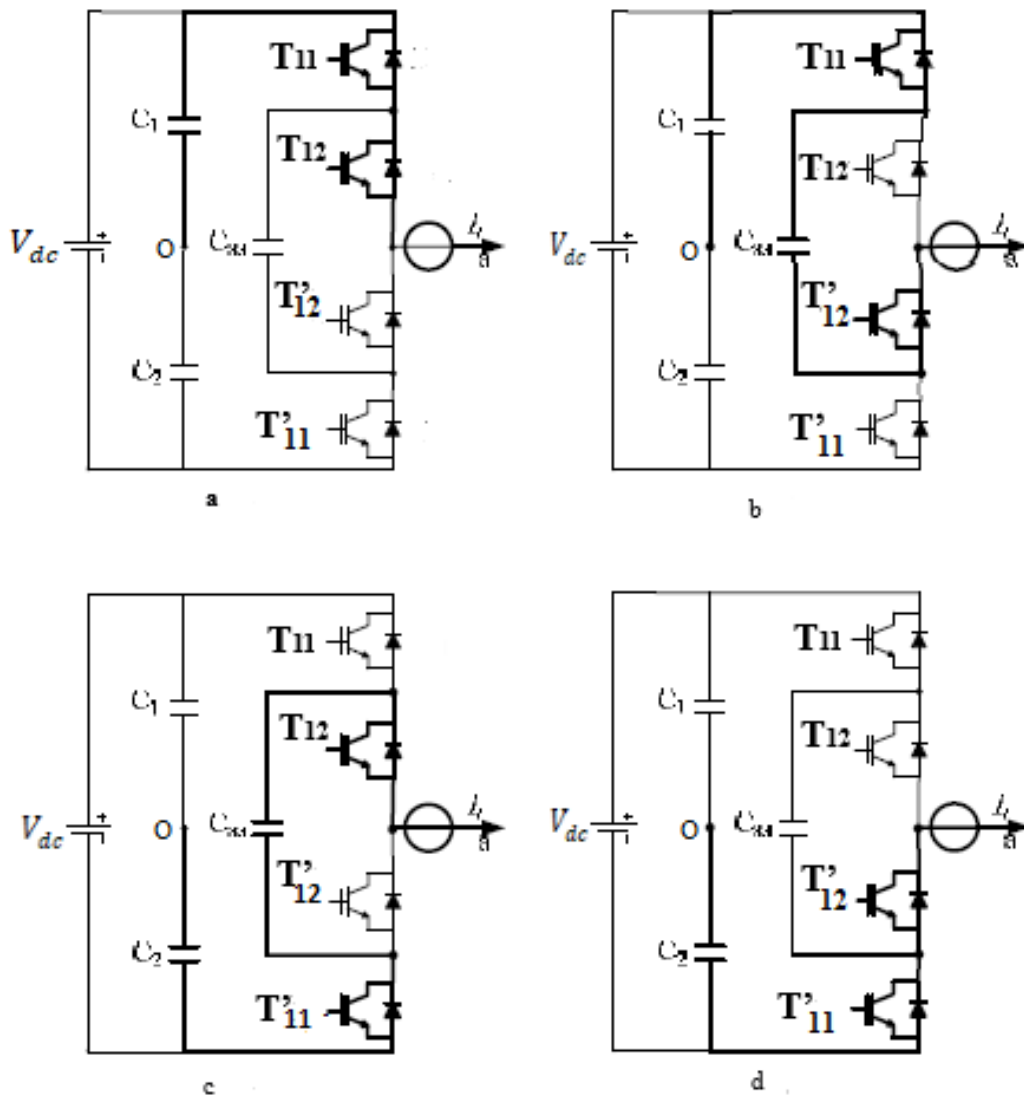


Figure II.7. Configuration possible d'un bras d'onduleur a trois niveaux de type FC

T_{11}	T_{12}	T'_{11}	T'_{12}	v_{ao}
1	1	0	0	$V_{dc}/2$
1	0	0	1	0
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

Tab II.2. Etats possibles de l'onduleur à condensateurs flottants à trois niveaux.

II.3.2.2 Avantages et inconvénients

Cette topologie présente plusieurs avantages, notamment :

- Elle élimine le problème des diodes de blocage dans la topologie NPC.
- La tension de blocage des interrupteurs est partout la même.
- Puisqu'elle est modulaire l'existence pour un nombre de niveaux élevé est facile.
- Les condensateurs n'étant jamais mis en série entre niveaux différents, le problème du déséquilibre de leur tension n'existe plus.

Cependant, la contrainte de ces convertisseurs est la nécessité d'un grand nombre de condensateur, notamment pour une configuration triphasée ce qui augmente le volume de l'onduleur.

Si son application exige des tensions initiales non nulles aux bornes des condensateurs, on doit associer à la stratégie de commande une stratégie de pré-charge. De plus, il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs. Il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés [17].

II.3.3 Onduleurs multi niveaux en cascade (H-Bridge)

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont était pour la stabilisation de plasma Par Marchesoni et Al. en 1988 [18]. Le principe de base de cette topologie est la connexion de plusieurs onduleurs monophasés à sources continues séparées. L'avantage majeur de cette approche est que 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 niveaux 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.

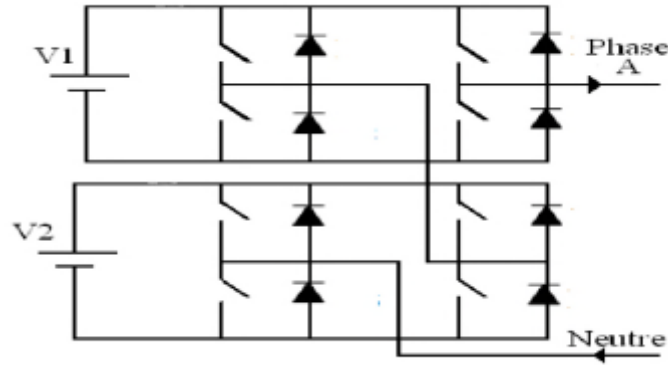


Figure II.8. Pont en H (H-bridge).

II.3.3.1 Principes de base

Pour mieux comprendre le fonctionnement de la structure cascade en pont H à trois niveaux de tension, nous allons limiter notre étude à sa structure monophasée.

La structure d'un bras d'onduleur trois niveaux de type cascade en pont H est identique à celui d'un onduleur classique monophasé en pont complet (figure.II.9).

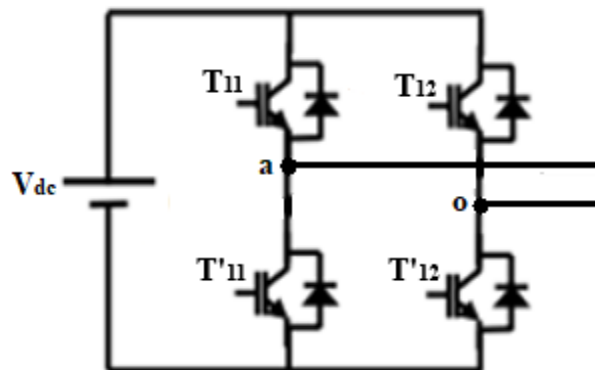


Figure II.9. Structure d'un bras d'onduleur multi-niveaux de type cascade à trois niveaux.

Comme pour le cas de l'onduleur NPC trois niveaux, nous avons trois séquences de fonctionnement possibles:

- **Séquence 1 :**

Dans ce cas, les interrupteurs T'_{11} , T_{12} sont bloqués et T_{11} , T'_{12} sont passants comme le montre la figure II.10.a. Et la tension de sortie est : $v_{ao} = V_{dc}$

- **Séquences 2 :**

Dans ce cas, les interrupteurs T_{11} , T_{12} sont bloqués et T'_{11} , T'_{12} sont passants (figure II.10.c) ou T'_{11} , T'_{12} sont bloqués et T_{11} , T_{12} sont passants comme le montre la figure II.10.d. Et la tension de sortie est: $v_{ao} = 0$.

• Séquences 3 :

Dans ce cas, les interrupteurs T'_{11} , T_{12} sont passants et T_{11} , T'_{12} sont bloqués comme le montre la figure II.10.b. Et la tension sortie est: $v_{ao} = -V_{dc}$.

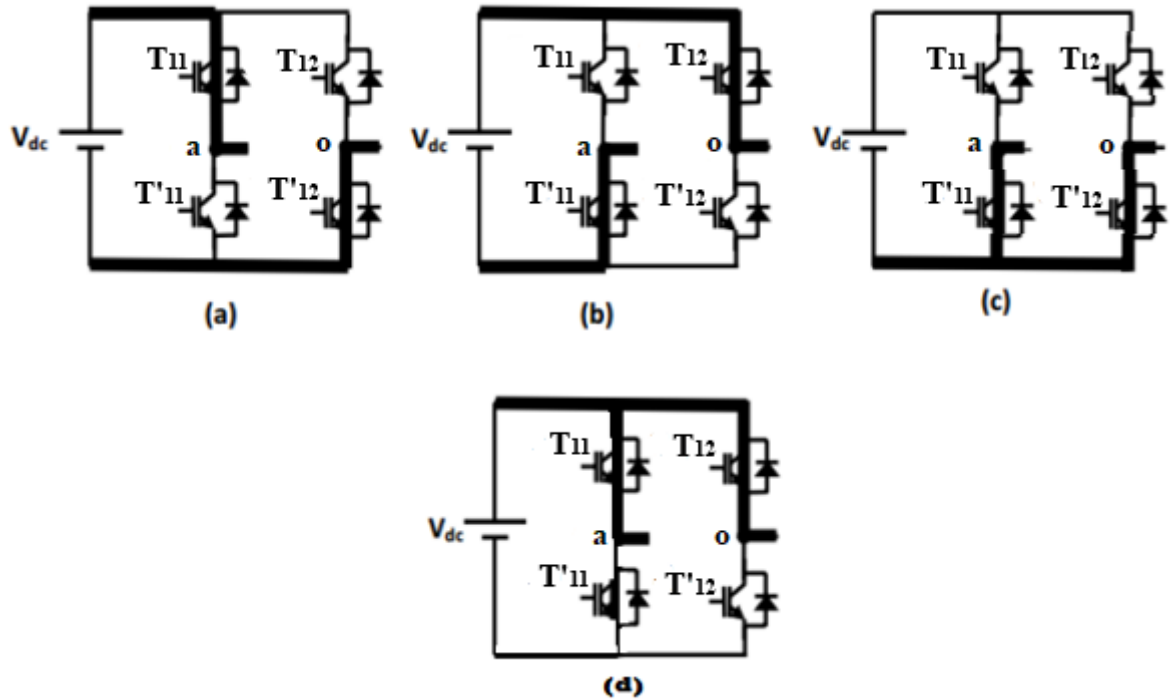


Figure II.10. Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur trois niveaux en Cascade

Les trois états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau II.3 :

T_{11}	T_{12}	T'_{11}	T'_{12}	v_{ao}
1	0	0	1	V_{dc}
0	1	1	0	$-V_{dc}$
0	0	1	1	0
1	1	0	0	0

Tab II.3. Etats possibles de l'onduleur cascade à trois niveaux.

II.3.3.2 Avantages et inconvénients

Les convertisseurs multi niveaux en cascade présentent les avantages suivants [12]:

- La construction de ce type de topologie est modulaire vue qu'elle est formée de circuits redondants ce qui permet d'atteindre des niveaux de tension très élevés.

- Ils ont besoin d'un nombre de composants moins important que les autres topologies multi niveaux pour fournir le même nombre de niveaux. Ils n'utilisent ni diodes de bouclage ni condensateurs flottants.
- Les interrupteurs supportent la même tension de blocage.
- Il devient possible d'alimenter une charge en haute ou moyenne tensions à partir de plusieurs alimentations basse tension (par exemple dans le cas de l'énergie solaire).
- Elle ne présente pas de problèmes liés à l'équilibrage des points de raccordement des tensions d'alimentation.
- Un autre atout de cette topologie est sa capacité à fonctionner même si un onduleur est en court-circuit, avec un nombre de niveaux de tensions générées plus bas.
- En plus la commande est simplifiée car les convertisseurs élémentaires présentent la même structure.

Les limitations de ce type d'onduleur :

- Les sources continues présentes dans le circuit de cette topologie sont obtenues par l'utilisation d'un transformateur à plusieurs secondaires comme première solution, ou bien plusieurs transformateurs distincts. Mais dans tous les cas on se trouve obligé de prévoir un système de correction du facteur de puissance pour remédier aux effets de pollution du réseau électrique causée par les redresseurs.
- Nécessité d'utilisation des sources continues, limitant ainsi leur utilisation dans certains domaines d'application.
- Cette topologie s'adapte mieux à des systèmes alimentés par panneau solaire.

II.4 Synthèse comparative

Le tableau II.4 récapitule, pour le même nombre de niveaux N de la tension simple de sortie, le nombre de composants nécessaires à la conception de chacune des trois structures multi niveaux permettant l'équilibrage de la contrainte en tension exercée sur les interrupteurs les constituant [19].

Structure du convertisseur	NPC	A condensateur flottants	Cascade
Les composants			
Composants de commutations principales	$2.(N-1)$	$2.(N-1)$	$2.(N-1)$
Diodes principales	$2.(N-1)$	$2.(N-1)$	$2.(N-1)$
Diodes de blocage	$2.(N-2)$	0	0
Condensateurs continus (Sources DC)	(N-1)	(N-1)	(N-1)/2
Condensateurs d'équilibrage	0	(N-2)	0

Tab II.4 : Nombre de composants nécessaires à la réalisation des trois structures d'onduleurs multi niveaux

Du point de vue du nombre de composants, les onduleurs à cellules cascadiées paraissent être la solution multiniveau la plus avantageuse, surtout lorsque le nombre de niveaux devient important [20]. 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.

II.5 Classification des stratégies de modulation

Afin de générer une tension la plus sinusoïdale possible [21], des techniques d'élimination des harmoniques et de commutation d'onduleurs ont été l'objet de recherches [22].

Les stratégies de commande des convertisseurs multiniveaux sont en général une adaptation de celles appliquées aux convertisseurs à deux niveaux. Dans cette partie, nous présentons quelques techniques de commande.

II.5.1 Commande par modulation de largeur d'impulsions

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans

le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant que l'on choisit en général sinusoïdal. Les ordres de commande de chaque cellule sont générés par l'intersection entre une porteuse triangulaire et le signal modulant. Selon la stratégie adoptée, ce dernier peut être échantillonné en synchronisme avec la porteuse triangulaire, ou comparé directement à celle-ci. Chaque interrupteur commute à une fréquence imposée par celle de la porteuse [23].

Dans cette partie, on analyse trois stratégies de modulation à MLI sinusoïdale: classique, à double triangle et modifiée. Il s'agit de déterminer, pour un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC, le signal de commande généré par chacune des trois techniques [24]. Cette méthode de commande permet:

- de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie.
- de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

▪ **Modulation sinusoïdale classique**

Comme pour les onduleurs à deux niveaux, les signaux de commande des interrupteurs sont obtenus à partir des intersections des trois signaux de référence sinusoïdaux déphasés entre eux de 120° , de fréquence $f_{réf}$ et d'amplitude $A_{réf}$, avec un signal triangulaire d'amplitude A_p et de fréquence f_p , très supérieure à $f_{réf}$.

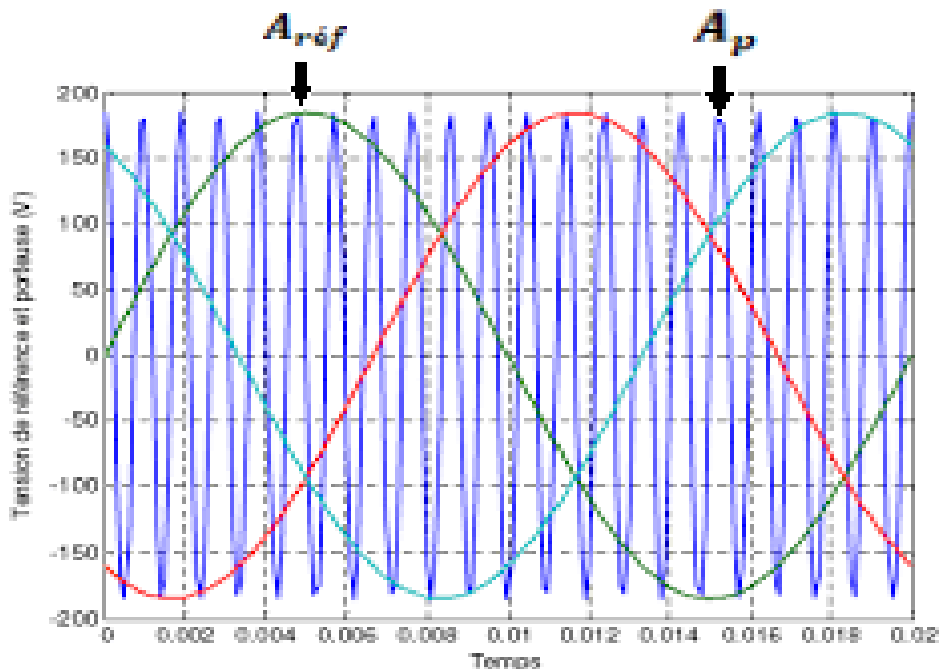


Figure II.11. Modulation sinusoïdale classique

▪ **Modulation sinusoïdale à double triangle**

Cette technique est basée, dans son principe, sur la modulation sinusoïdale classique. Pour un onduleur à trois niveaux, elle recommande l'utilisation de deux signaux triangulaires de même fréquence f_p et de même amplitude A_p .

Ces signaux triangulaires sont comparés, pour chaque phase, avec un signal de référence d'amplitude $A_{réf}$ et de fréquence $f_{réf}$. C'est la modulation sinusoïdale à double triangle.

Pour les onduleurs avec un nombre de niveaux N supérieur à trois, la technique sinusoïdale classique avec son signal triangulaire unique, ne permet pas la génération de tous les signaux de commande requis. Alors, c'est la modulation sinusoïdale à triangles multiples qui le permet. Cette technique nécessite (N-1) signaux triangulaires de même fréquence f_p et de même amplitude A_p .

Le taux de modulation m_a et le rapport de fréquence m_f sont donnés respectivement par les expressions suivantes II.1 et II.2.

$$m_a = A_{réf} / (N-1) A_p \quad (II.1)$$

$$m_f = f_p / f_{réf} \quad (II.2)$$

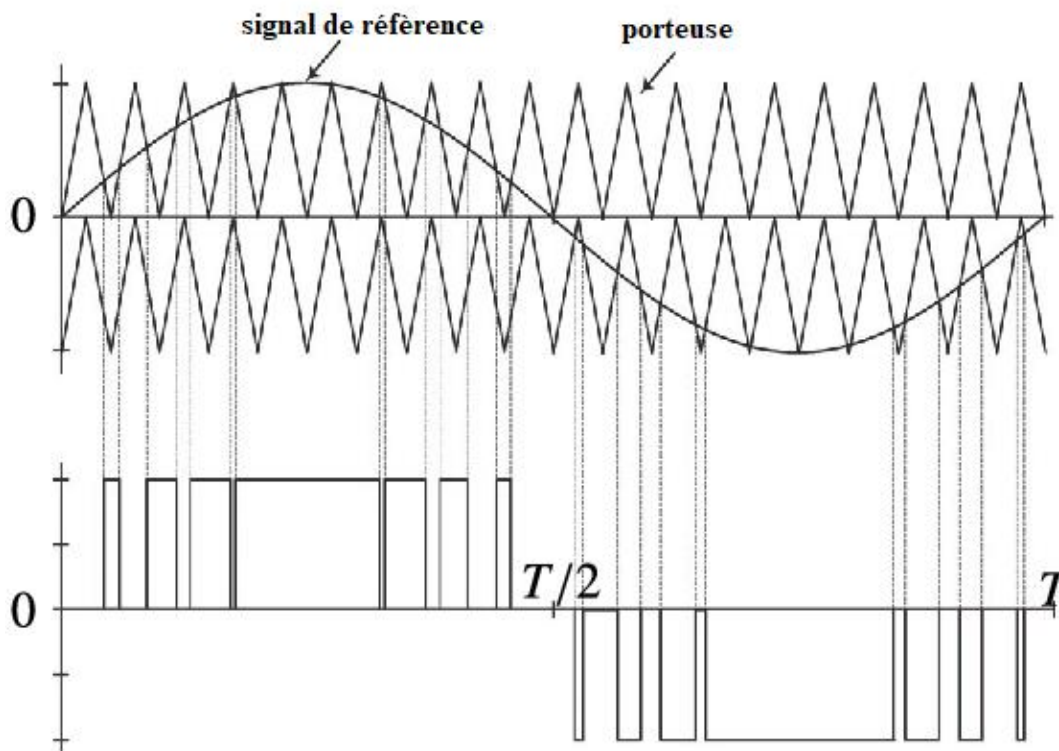


Figure II.12. Modulation sinusoïdale à double triangle

▪ **Modulation sinusoïdale modifiée**

Selon la caractéristique de la MLI sinusoïdale, les largeurs d'impulsion se rapprochent de l'amplitude maximale de l'onde sinusoïdale à un point qui ne change pas de manière significative avec l'indice de modulation variable.

Cela est dû à la caractéristique d'une onde sinusoïdale et la technique de MLI sinusoïdale peut être modifiée en appliquant l'onde sinusoïdale durant le début et la fin d'un intervalle de 60° par demi-cycle; c'est à dire 0 à 60° et de 120° à 180° .

Ce type de modulation est connu sous le nom de MLI sinusoïdale modifiée. La composante fondamentale est ainsi augmentée et les caractéristiques des harmoniques sont améliorées. [25]

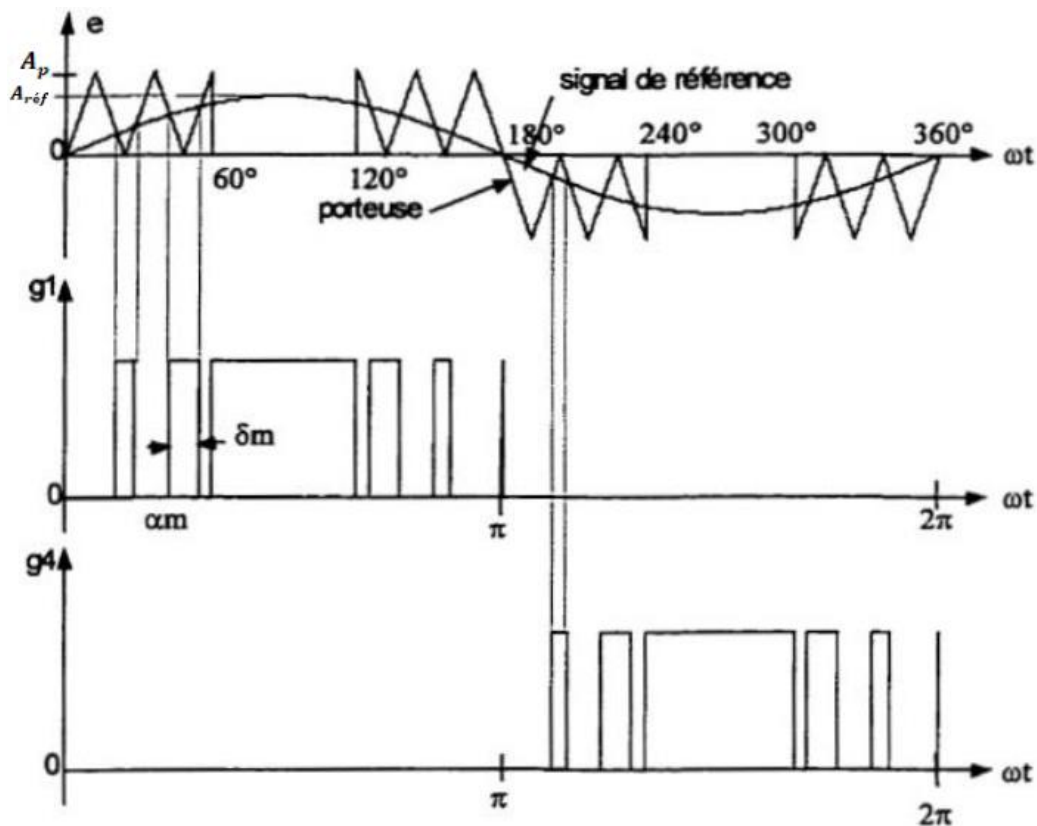


Figure II.13. La modulation sinusoïdale modifiée.

II.5.2. Modulation vectorielle

A la différence de la MLI classique, dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs afin d'obtenir en valeur moyenne une tension de référence à partir des états de commutation de l'onduleur sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques, chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension, l'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur.

En général, la valeur moyenne du vecteur de référence peut être calculée en utilisant plus d'un vecteur par cycle de modulation, par l'approximation MLI valeur moyenne. Si l'on sélectionne les vecteurs adéquats et si on les applique dans l'ordre correct il est possible d'obtenir une fréquence de commutation à la sortie relativement élevée avec une fréquence de commutation réduite au niveau de composante.

La modulation vectorielle diffère entre autres, des techniques classiques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps [26].

II.5.3 Elimination d'Harmoniques sélective

Cette technique de modulation, qui est une méthode très efficace et très importante pour la commande des onduleurs deux niveaux afin d'améliorer beaucoup plus la qualité de leurs tensions de sortie. Elle consiste à former l'onde de sortie de l'onduleur d'une succession de créneaux de largeurs variables. Généralement, on utilise une onde qui présente une double symétrie par rapport au quart et à la demi-période [27].

II.6 Domaines d'application des convertisseurs multi-niveaux

Les convertisseurs multiniveaux sont appliqués dans plusieurs domaines à savoir :

- Démarrage des machines de grandes puissances.
- Système de levage.
- Réglage de la vitesse par la tension de sortie de l'onduleur.
- Réglage de la vitesse par la variation de la fréquence de l'onduleur.
- 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 de réseaux électriques.
- Application dans le domaine de l'énergie renouvelable (photovoltaïque, éolienne...etc.).

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre les trois structures de convertisseurs multi-niveaux les plus utilisées ont été présentées à savoir la structure NPC (Neutral Point Clamped), condensateur flottant (FC) et cascade (pont H). Dans la première partie, nous faisons une analyse théorique des convertisseurs multiniveaux, ensuite, nous avons cité les avantages et les inconvénients de

chaque topologie, par la suite, nous présentons les méthodes de modulation permettant de générer les impulsions de commande.

Chapitre III : Commande d'un convertisseur multiniveaux associé à une MADA

III.1 Introduction

La forme d'onde de la tension de sortie des onduleurs multi-niveaux se compose d'un certain nombre de niveaux intermédiaires. Ils sont obtenus à partir des tensions aux bornes de condensateurs. La topologie la plus utilisée est basée sur la connexion en série des onduleurs monophasés à deux niveaux. Mais, d'un point de vue économique, il est intéressant de ne pas utiliser des alimentations de tension stabilisées pour contrôler les tensions aux bornes des condensateurs et d'employer un nombre minimal de composants semi-conducteurs.

La structure NPC (Neutral point clamped) permet d'utiliser un seul redresseur pour l'ensemble des condensateurs du bus continu. Pour cette structure de puissance, l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs du bus continu demeure l'obstacle principal. Ainsi plusieurs techniques de commande ont été développées et peuvent être classées en deux familles: la commande traditionnelle en boucle fermée des tensions aux bornes des condensateurs et la modulation symétrique générant autant de configurations pour la charge que la décharge des tensions des condensateurs. Malheureusement, en cas de variations de charge, la première famille conduit à une déformation de la forme d'onde de la tension multi-niveaux, la seconde famille conduit à un déséquilibre des tensions aux bornes des condensateurs lorsque les courants dans la charge présentent un déséquilibre [28].

III.2 La commande MLI triangulo-sinusoidale

Le but principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du terme fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables.

Les signaux de commande des interrupteurs statiques de l'onduleur sont générés par comparaison entre un signal appelé onde porteuse à haute fréquence de forme triangulaire et une onde modulante ; celle-ci a la forme de la tension désirée au bornes de la charge. Les points d'intersection entre les deux signaux déterminent les instants de commutation [29], la figure III.1 montre le principe de la commande MLI.

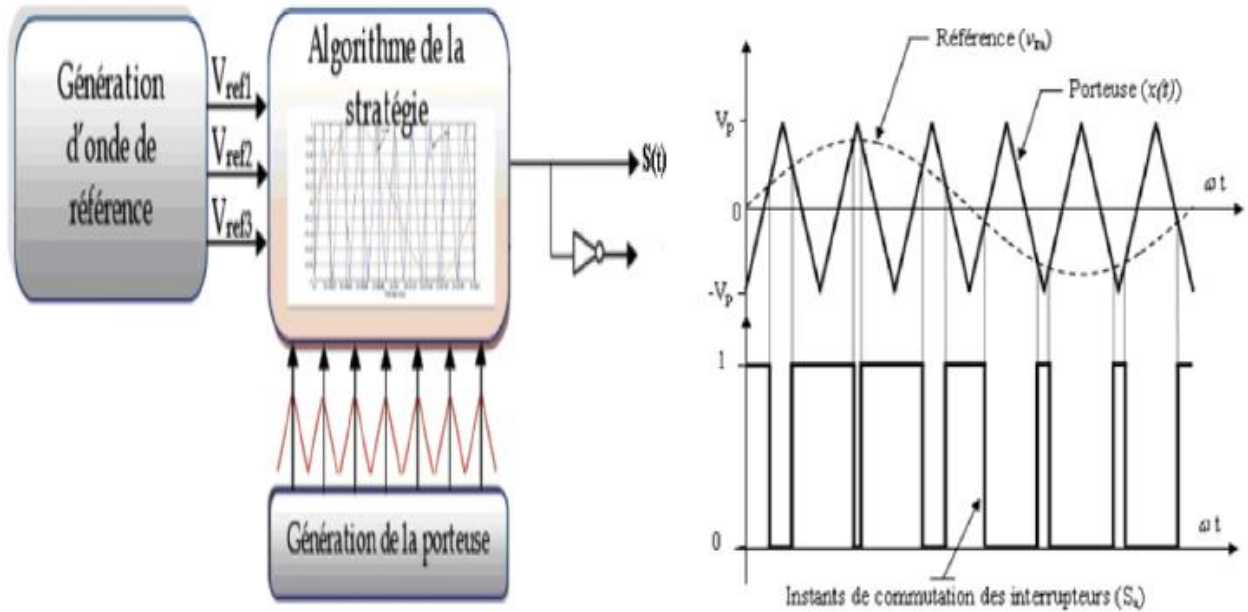


Figure III.1. Principe de la commande MLI.

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

$$V_{réf} \geq V_p \rightarrow S(t) = 1 \text{ si non } s(t) = 0$$

Avec :

$V_{réf}$: Tension de référence.

V_p : Tension de la porteuse

$S(t)$: Le signale MLI résultant.

III.3 Caractéristique de la modulation

- Indice de modulation m égal au rapport de la fréquence F_p de la porteuse à la fréquence

$$F_{réf} \text{ de la référence } m = \frac{F_p}{F_{réf}}$$

- Taux de modulation ou coefficient de réglage de tension r égal au rapport de

$$l'amplitude de la tension de référence $A_{réf}$ à celle de la porteuse A_p : $r = \frac{A_{réf}}{A_p}$$$

Nous allons, à présent, nous intéresser à la manière avec laquelle les signaux de commande de cet onduleur sont élaborés pour avoir les trois niveaux de tensions désirés.

Pour ce faire et afin d'améliorer les performances de l'onduleur de tension, on utilise la modulation de largeur d'impulsion (MLI) à deux porteuses ou à doubles triangles qui est une technique de découpage de tension ou de courant permettant de générer des formes d'ondes quasi sinusoïdales [29].

III.4 Modulation sinusoïdale à deux porteuses

Cette stratégie est basée, dans son principe, sur la modulation sinusoïdale naturelle. Pour un onduleur à trois niveaux, elle recommande l'utilisation de deux signaux triangulaires de même fréquence f_p et de même amplitude A_p . Ces signaux triangulaires sont comparés, pour chaque phase, avec un signal de référence d'amplitude $A_{réf}$ et de fréquence $f_{réf}$. C'est la modulation sinusoïdale à double triangle. Pour les onduleurs avec un nombre de niveaux n supérieur à trois, la technique sinusoïdale naturelle avec son signal triangulaire unique, ne permet pas la génération de tous les signaux de commande requis. Alors, Cette technique nécessite $(n-1)$ signaux triangulaires de même fréquence [29]. La figure III.2 représente un exemple de la technique MLI à deux porteuses.

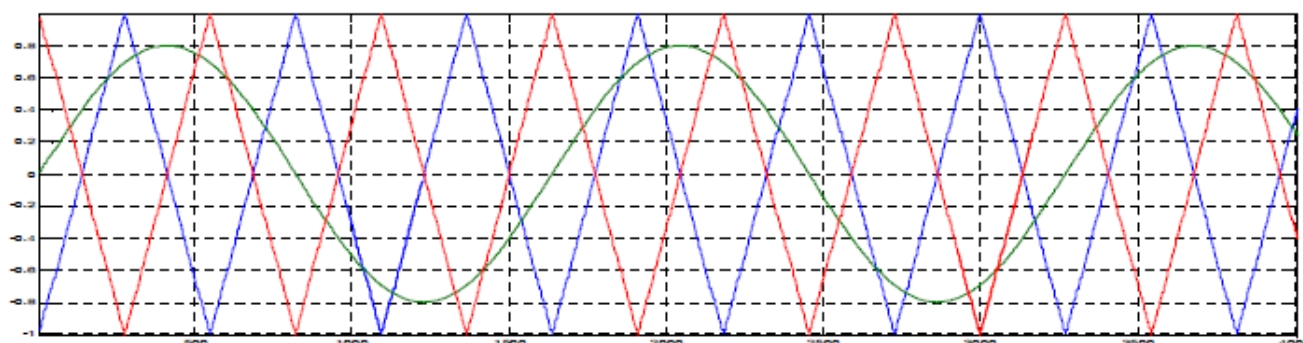


Figure III.2. Exemple de la technique MLI à deux porteuses.

III.5 Commande d'un convertisseur multiniveaux avec la technique MLI sinus-triangle

Cette partie concerne la simulation des convertisseurs deux et trois niveaux présentés précédemment, à savoir : NPC, FC, H-bridge, en utilisant la technique de commande MLI.

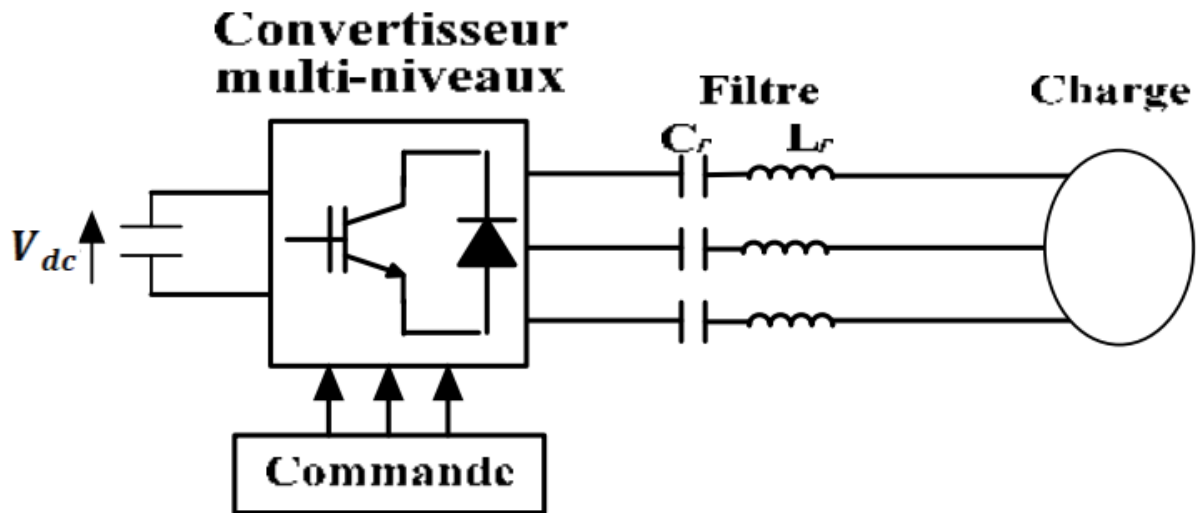


Figure III.3 Schéma de système de simulation des convertisseurs multi-niveaux

➤ Paramètres de la simulation sous Psim

Ces résultats sont obtenus par simulation d'un convertisseur deux niveaux et trois niveaux avec un bus continu $V_{dc} = 400V$, une charge composée d'une résistance de $R=1\Omega$ et d'une inductance $L=15\text{ mH}$. La commande utilisée pour les différentes topologies étudiées est sinusoïdale dont les caractéristiques sont :

- Signal modulant : 50 Hz.
- Fréquence de la porteuse: 10000 Hz

III.5.1 Convertisseur à deux niveaux

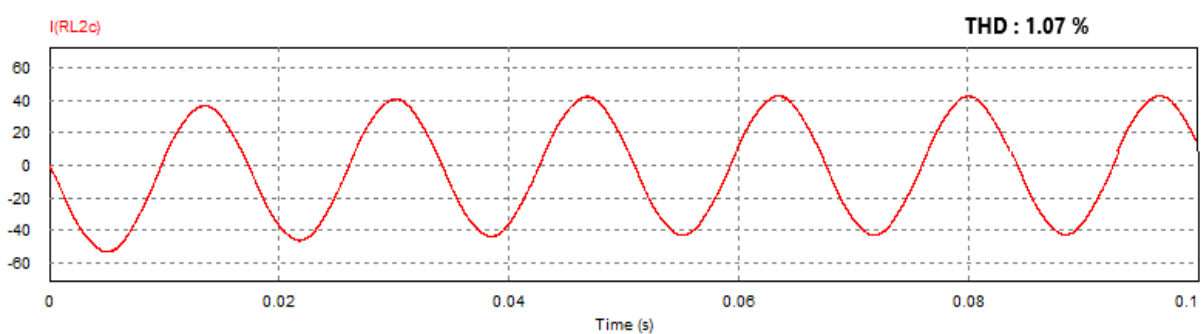


Figure III.4. Le courant de sortie de l'onduleur à 2 niveaux

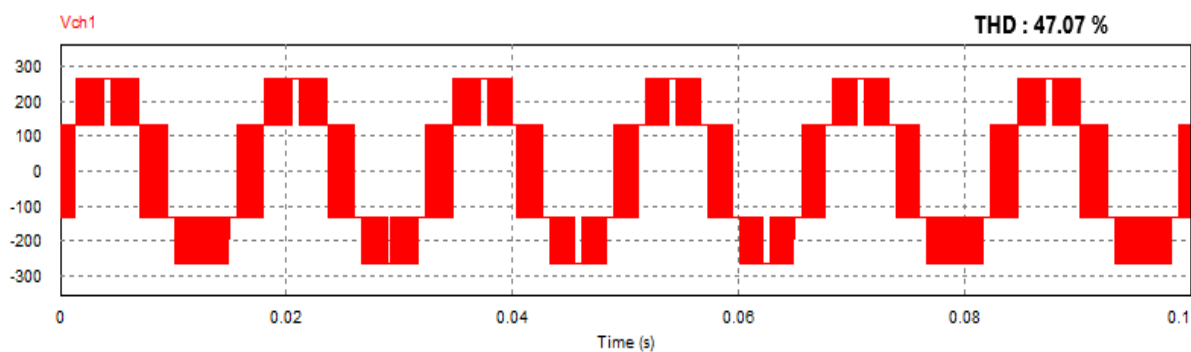


Figure III.5. Tension de sortie de l'onduleur à 2 niveaux

III.5.2 Convertisseur à trois niveaux

a. Onduleur type NPC

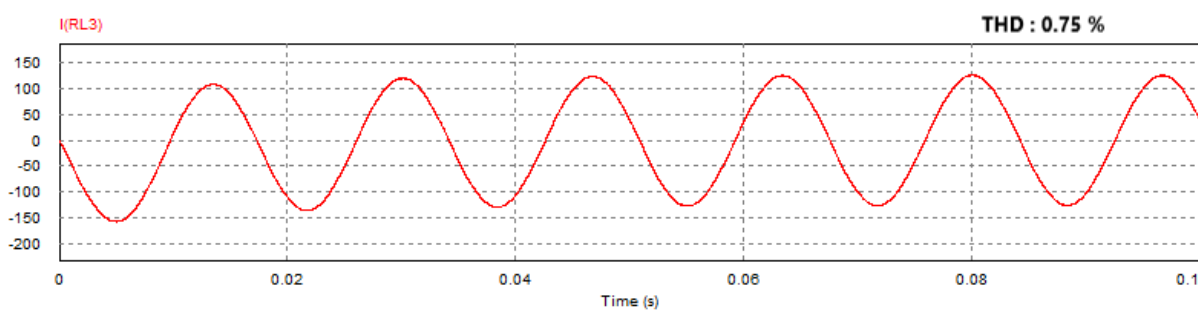


Figure III.6. Le courant de ligne de l'onduleur NPC à 3 niveaux

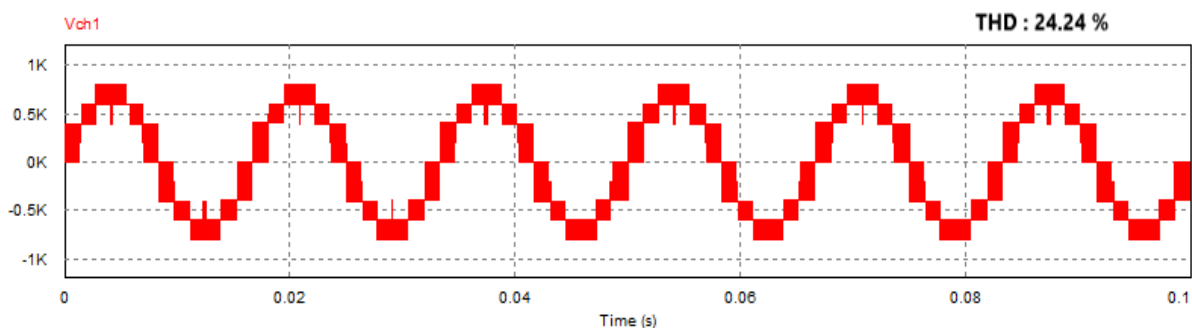


Figure III.7. Tension de sortie de l'onduleur NPC à 3 niveaux

b. Onduleur à condensateur flottant (FC)

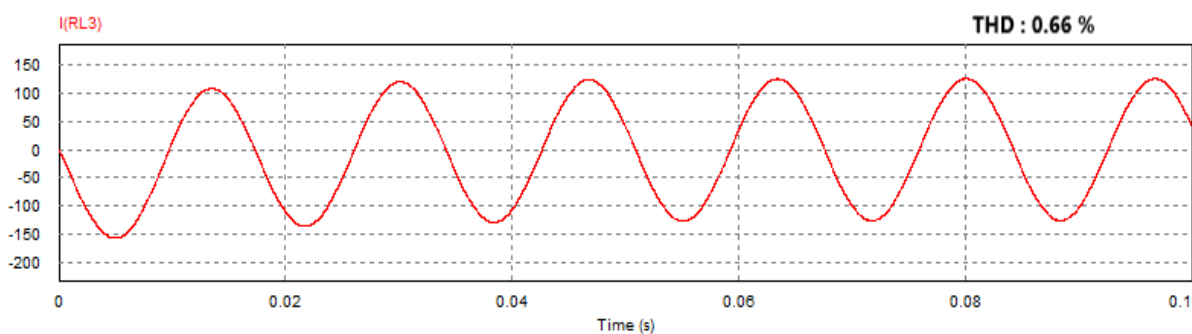


Figure III.8. Le courant de sortie de l'onduleur FC à 3 niveaux

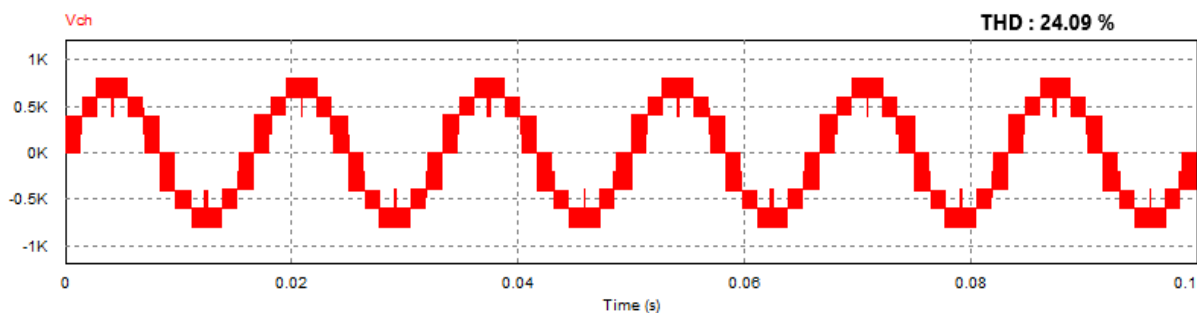


Figure III.9. Tension de sortie de l'onduleur FC à 3 niveaux

c. Onduleur en cascade (H-Bridge)

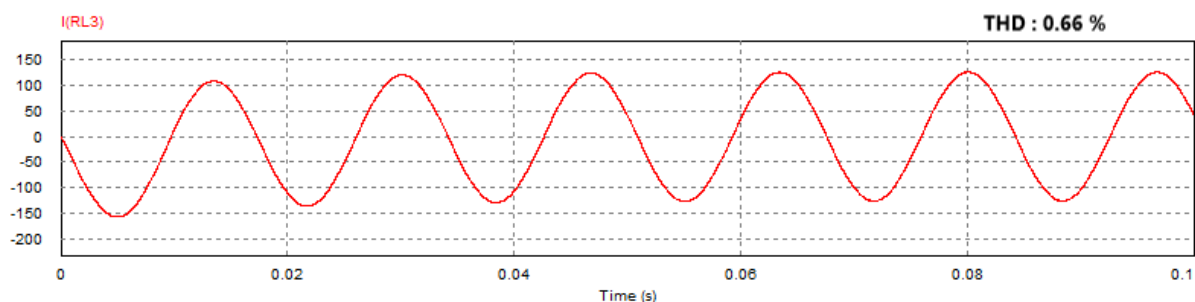


Figure III.10. Le courant de sortie de l'onduleur H bridge à 3 niveaux

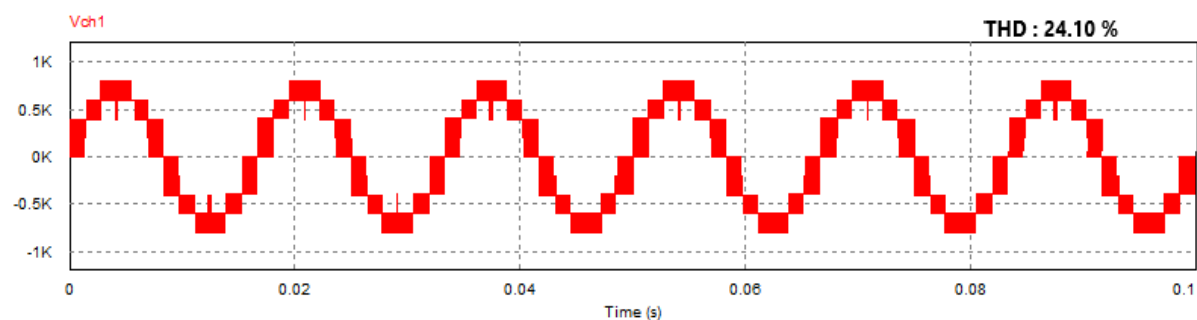


Figure III.11. Tension de sortie de l'onduleur H bridge à 3 niveaux

		Tension de sortie	Courant de ligne
Onduleur à 2 niveaux		47.07 %	1.07 %
Onduleur à 3 niveaux	NPC	24.24 %	0.75 %
	FC	24.09 %	0.66 %
	H-Bridge	24.10 %	0.66 %

Tab III.1. Le THD pour chaque topologie

Ce qu'il faut retenir de ces résultats c'est qu'on a une amélioration au niveau du THD pour la tension de sortie qui passe des alentours de 47 % (2 niveaux) vers les alentours de 24 % (3 niveaux).

Les résultats des courants montrent une amélioration du THD et une augmentation de l'amplitude dans le 3 niveaux par rapport au 2 niveaux avec une légère amélioration au niveau des ondulations.

III.6 Simulation de l'ensemble MADA et convertisseur

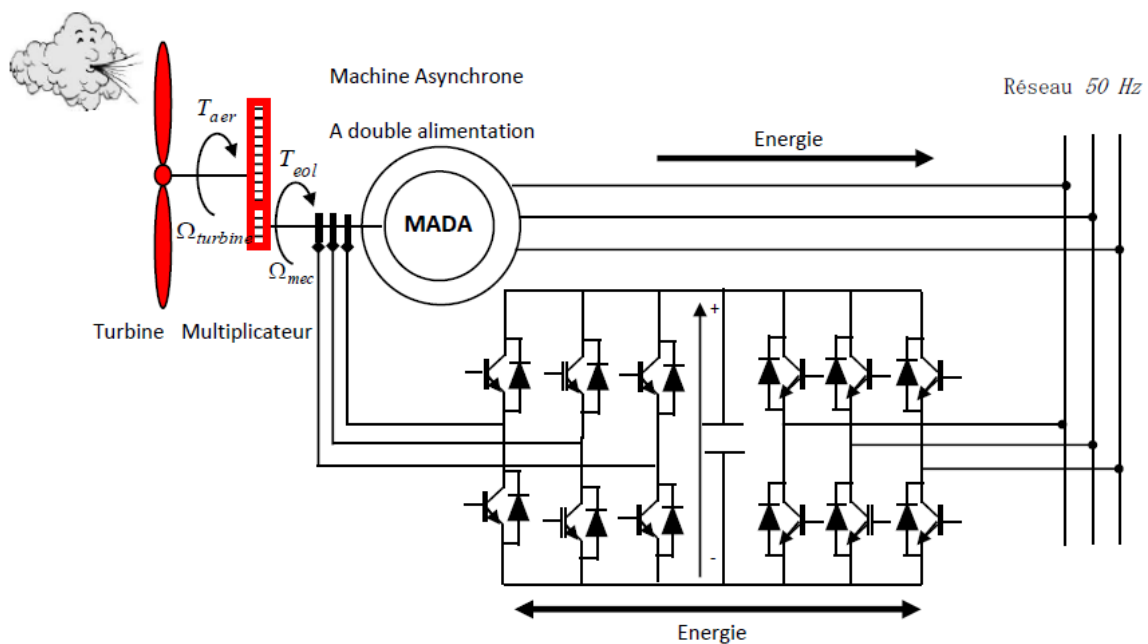


Figure III.12. MADA avec convertisseurs à MLI.

Ces résultats sont obtenus par simulation de la MADA et des convertisseurs à deux puis à trois niveaux avec un bus continu $V_{dc} = 400V$, un filtre composé d'une résistance $R=0.002 \Omega$ et d'un condensateur $C = 0.02 F$. La commande utilisée pour la topologie NPC étudiées est sinusoïdale dont les caractéristiques sont :

- Signal modulant : 50 Hz.
- Fréquence de la porteuse: 10000 Hz

Les paramètres du moteur

$$R_S, R_r : 0.1 \Omega$$

$$L_S, L_r : 0.001 H$$

$$P = 3$$

$J_m = 0.05 \text{ kg.m}^2$

III.6.1 Simulation de la MADA avec convertisseur NPC 2 niveaux :

➤ Schéma de commande :

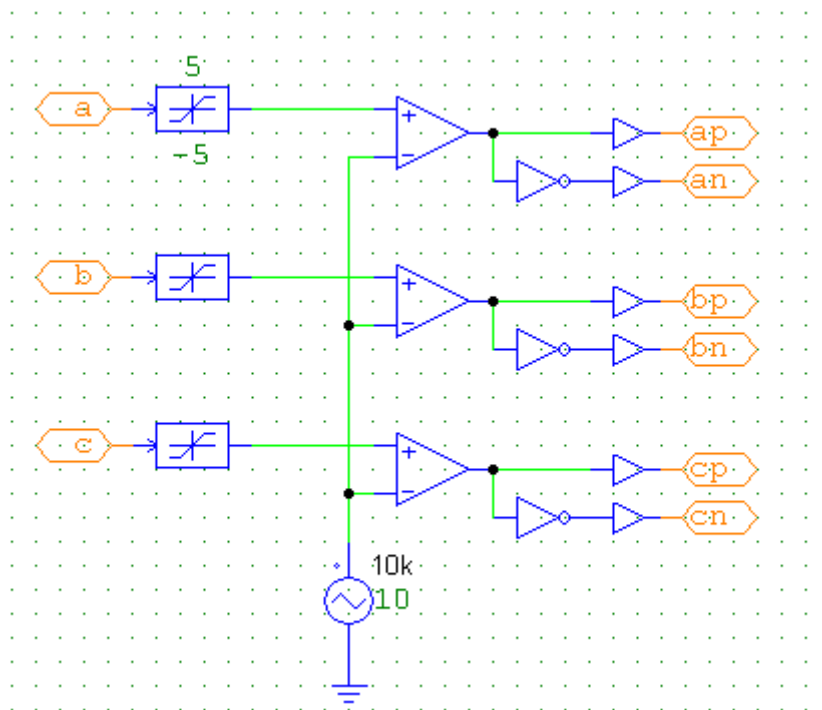


Figure III.13. Schéma de commande d'un convertisseur à deux niveaux

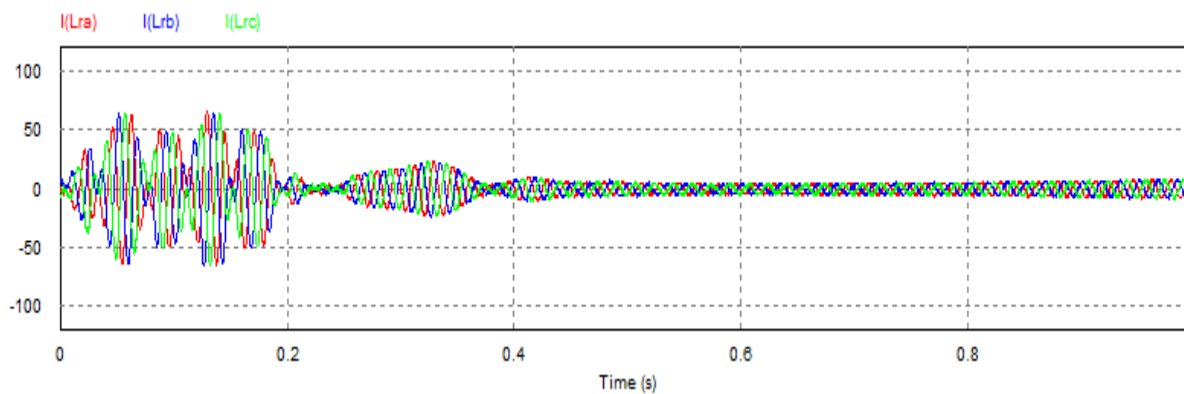


Figure III.14. Allures des courants de ligne

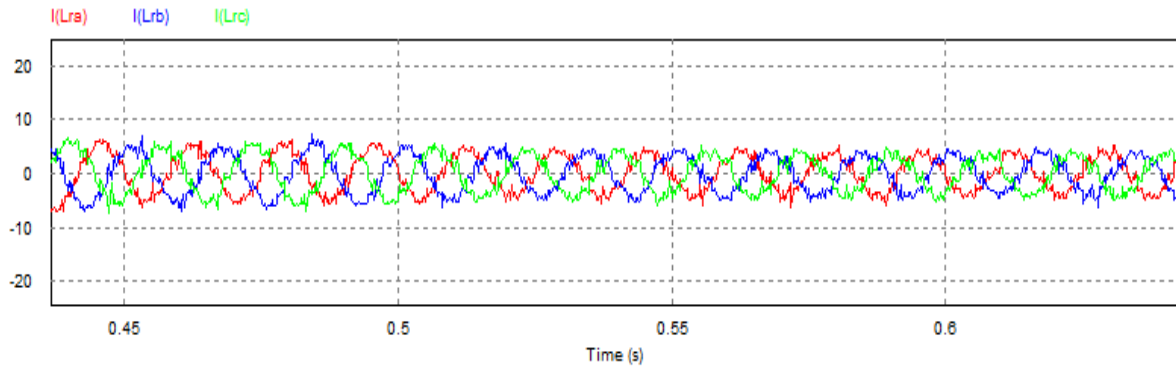


Figure III.15. Zoom sur la figure des courants de ligne

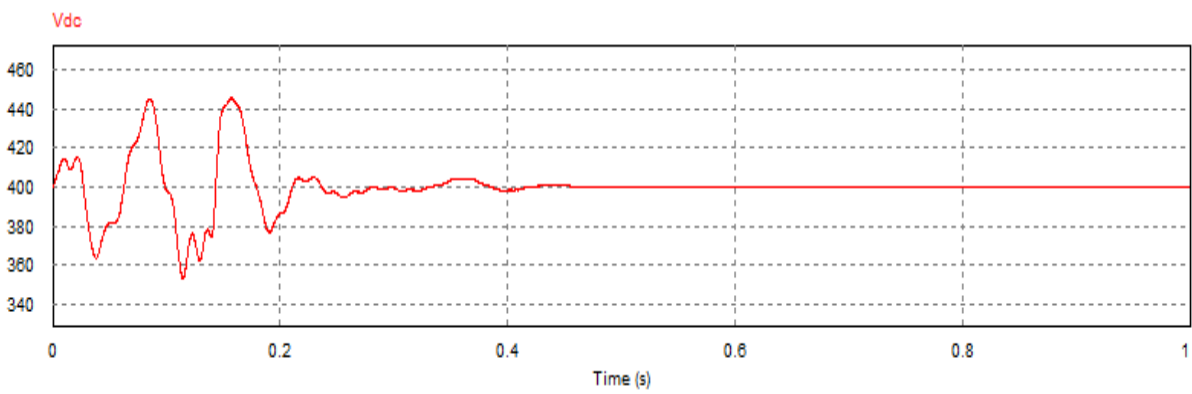


Figure III.16. Allure de la tension du bus continu

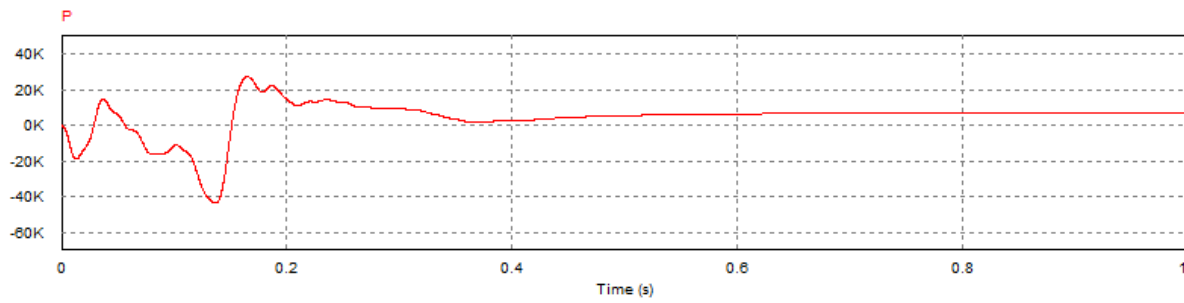


Figure III.17. Allure de la puissance active P

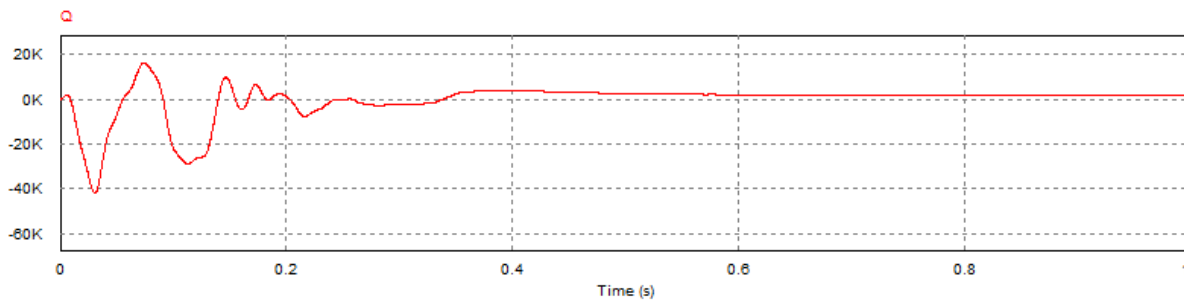


Figure III.18. Allure de la puissance réactive Q

III.6.2 Simulation de la MADA avec convertisseur NPC 3 niveaux

Schéma de commande :

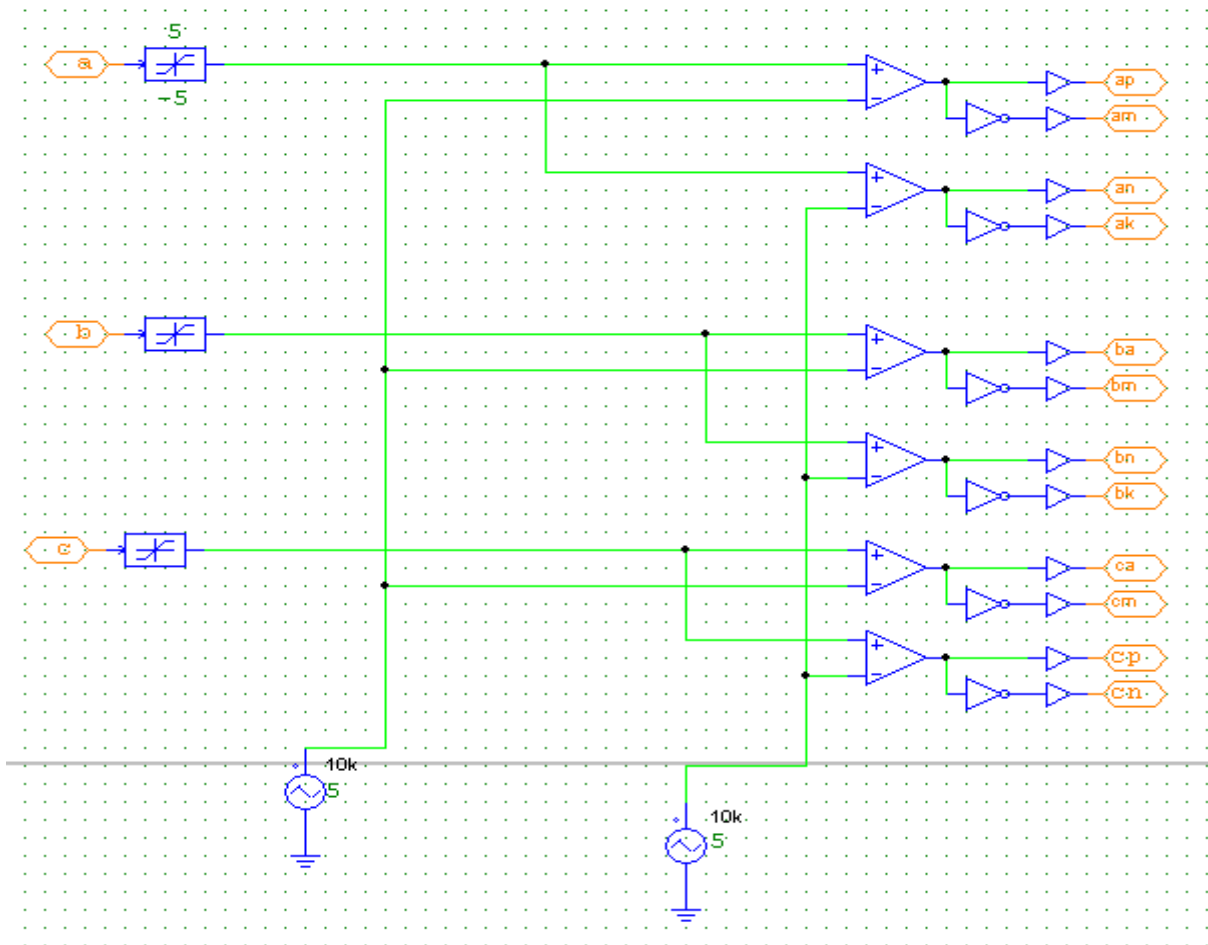


Figure III.19. Schéma de commande d'un convertisseur à trois niveaux

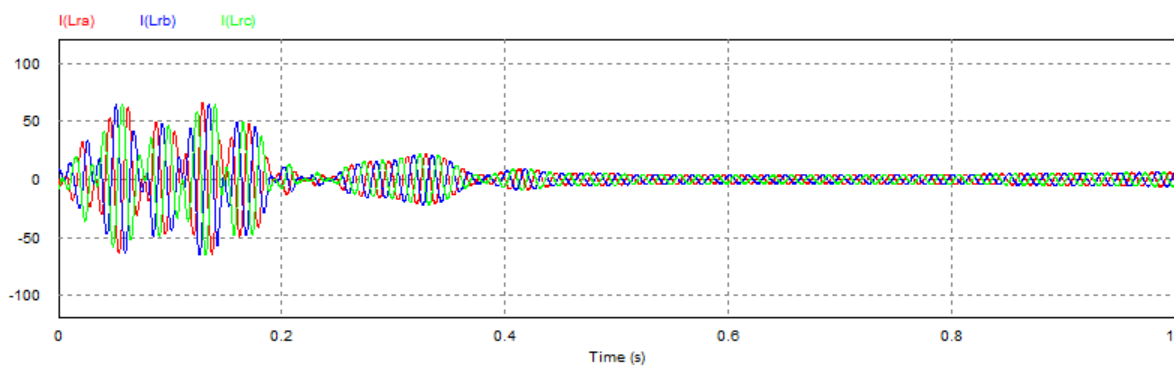


Figure III.20. Allures des courants de ligne

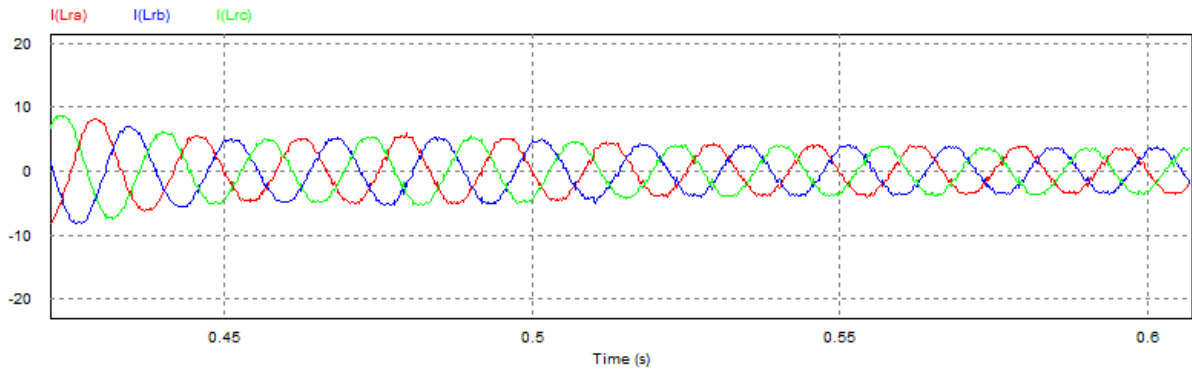


Figure III.21. Zoom sur la figure des courants de ligne

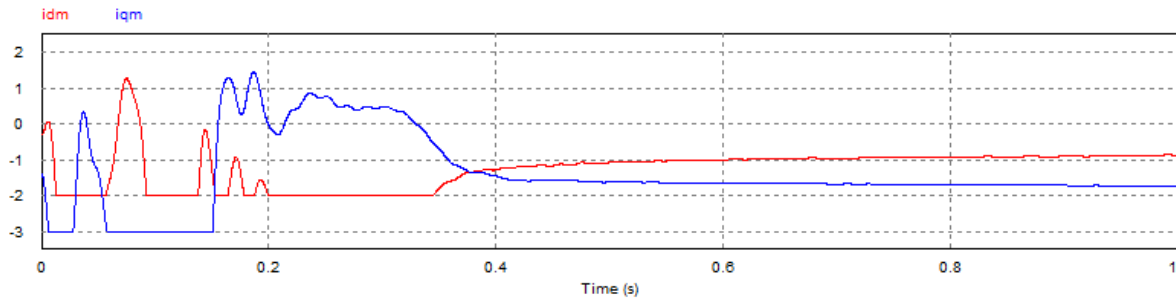


Figure III.22. Les courants de magnétisation selon le système dq

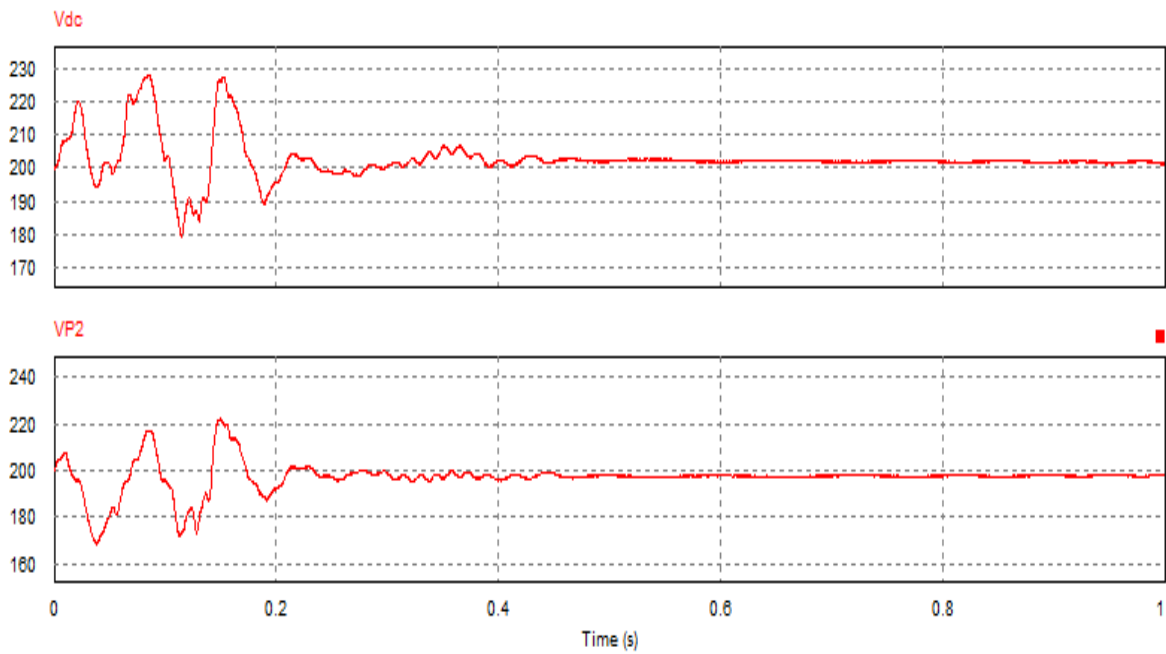


Figure III.23. Allures de la tension du bus continu

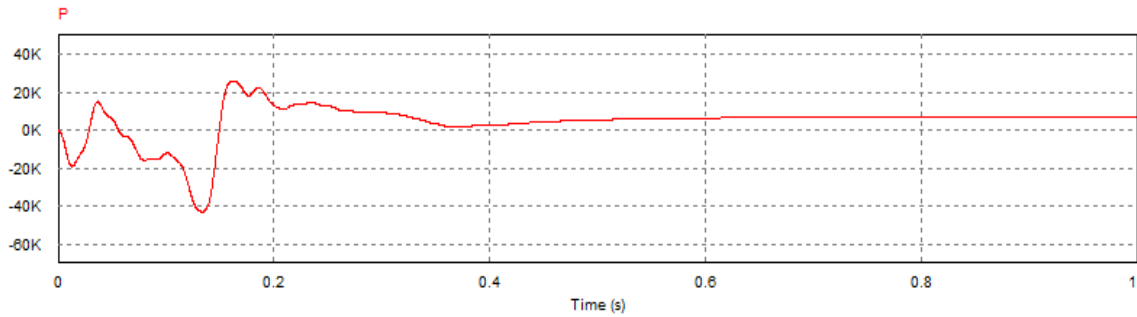


Figure III.24. Allure de la puissance active P

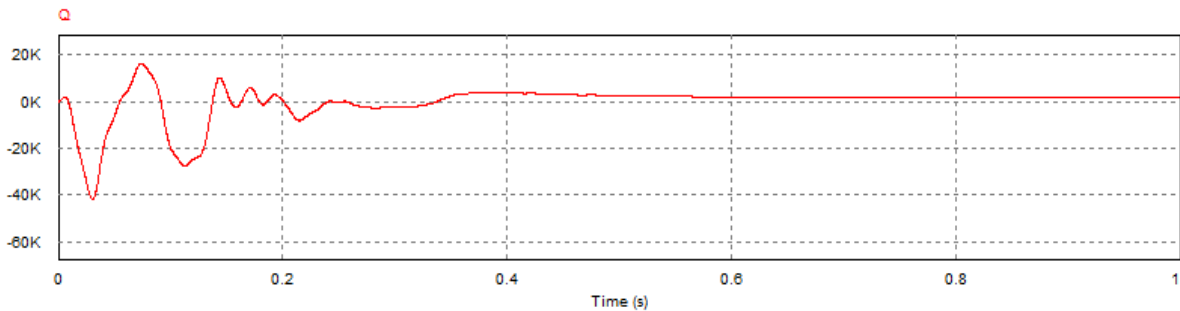


Figure III.25. Allure de la puissance réactive Q

D'après les résultats obtenus, on remarque une amélioration de l'allure des courants de ligne dans le montage associé au convertisseur à trois niveaux et ça par rapport au deux niveaux.

Au niveau de la tension du bus continu on remarque que les caractéristiques étudiées dans le deuxième chapitre sont vérifiées.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les stratégies de commande des onduleurs multiniveaux, ensuite on a réalisé la simulation pour l'onduleur à 2 niveaux et puis à 3 niveaux et ses différentes topologies en appliquant la technique de commande MLI, qui donne de meilleur résultats en terme de THD d'après les résultats de simulation qui ont été faites.

Après, nous avons présenté quelques applications des convertisseurs multi-niveaux, à savoir la connexion d'une MADA à un onduleur deux niveaux et trois niveaux NPC en utilisant la commande MLI, ou on a comparé les différentes simulations qui nous ont permis d'obtenir des résultats plus satisfaisants pour le convertisseur à trois niveaux.

Conclusion générale

L'objectif défini dans ce travail est de contrôler la connexion au réseau électrique d'une machine à double alimentation via des convertisseurs à deux et à trois niveaux.

La solution proposée consistait à utiliser un système MLI multiniveaux, l'onduleur alimentant le rotor de la MADA doit être lui-même alimenté par une tension continue. Ceci est assuré par un redresseur de tension liant le réseau à l'onduleur. Le but du travail qui nous a été assigné est de contrôler ce système, de le tester par simulation sur PSIM et de comparer ses performances via des convertisseurs à deux niveaux et à trois niveaux.

Nous avons commencé par le premier chapitre qui définit les généralités sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA) et la modélisé dans un repère diphasé à l'aide de la transformation de Park. A partir de ce chapitre on a conclu que la machine à double alimentation trouve un domaine d'application très vaste.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié l'onduleur multiniveaux qui présente notre intérêt dans cette étude. Les différentes topologies de base de ce dernier sont données toute en exposant leur avantage et inconvénient à savoir :

- La topologie NPC permet de réduire le taux de distorsion harmonique, ainsi l'augmentation du niveau des tensions générées.
- La topologie à condensateur flottant aussi permet la réduction du taux de distorsion mais elle constitue en un grand nombre de condensateur.
- La topologie en cascade ou le nombre de niveaux possible de tension de sortie et plus du double de nombre de sources à courant continu.

Dans le troisième chapitre, nous avons simulé notre système (MADA associée à des convertisseurs deux et trois niveaux) avec logiciel PSIM, où on a fait une comparaison entre ces deux derniers, et on a conclu qu'avec un convertisseur trois niveaux on obtient de meilleur résultat.

Bibliographie

Bibliographie :

- [1] C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrones," Edition 1, Hermes Science Europe, 2000.
- [2] G.sihem. « Etude et modélisation des convertisseurs statiques dans une chaîne éolienne à base de la GADA », UNIVERSITE BADJI MOKHTAR –ANNABA, 05/05/2016.
- [3] Elbia.Yousef, commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone à double alimentation et à flux orienté, Thèse Magistère, Université de Batna, 15 Juin 2009.
- [4] Frédéric Poitiers, "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne", école polytechnique de l'université de Nantes, 2003
- [5] AKKARI NADIA, Contribution à l'alimentation de la Robustesse de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation, Thèse de Doctorat, Université de Batna, 02 juin 2010.
- [6] F. Bonnet, Contribution à l'optimisation de la commande d'une machine asynchrone à double alimentation utilisée en mode moteur, Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2008.
- [7] R. Azaizia, Etude et commande d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur multiniveaux ,Thèse de Magister, Université M'hamed Bougara de Boumerdes, 2008.
- [8] A. Teninge, Participation aux services système de parcs éoliens mixtes: application en milieu insulaire , Thèse de doctorat. Institut National Polytechnique de Grenoble INPG, 2009
- [9] L. Benalia, Commande en tension des moteurs à induction double alimentés, Thèse de doctorat, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 2010.
- [10] A. Dendouga, Contrôle des puissances actives et réactive de la machine asynchrone à double alimentation (DFIM), Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [11] A. Lopez, D.H Bermeo "commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension ", docteur de l'institut national polytechnique de Grenoble avec le «label européen » nov2006
- [12] A. Hamoudi «Modélisation et caractérisation Cem d'un convertisseur DC-AC" thèse de magister université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf Mars 2009.
- [13] M. Yaichi "Analyse de la technique de modulation vectorielle SVM (Space Vector Modulation) appliquée aux onduleurs multi niveaux" thèse de magister université de Djilali Liabés de Sidi belabbés 2006.
- [14][Http://library.e.abb.com/public/96998f35b2dccda4c12573d900434216/2631%204M801_FRA72dpi.pdf](http://library.e.abb.com/public/96998f35b2dccda4c12573d900434216/2631%204M801_FRA72dpi.pdf)
- [15] A. Lega: « Multilevel Converters: Dual Two-Level Inverter Scheme », Thèse de Doctorat de l'Université de Bologne, March 2007.

- [16] Jean-Sébastien MARIÉTHOZ, Étude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques : topologies, modulation et commande, Thèse n° 3188 (2005), École Polytechnique Fédérale de LAUSANNE, Suisse.
- [17] K. Benmansour «Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série: approche hybride», thèse de doctorat université cergy pentoise juin 2009.
- [18] M. Benguanem « Etude et commande numérique d'un STATCOM à base d'onduleurs multiniveaux », thèse de doctorat Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf juillet 2007.
- [19] S. Singh, F. Li, C. Garrett, R. Thomas, «a study of sigma-delta modulation control strategies for multi-level voltage source inverters », 7 th conference on power electronics and variable speed drives, pp.347-352, 1998.
- [20] A. Ierredde « Etude, commande et mise en oeuvre de nouvelles structures multi niveaux », thèse de doctorat Université de Toulouse, novembre 2011
- [21] R. Taleb, A. Meroufel, P. Wira , «Commande par la stratégie d'élimination d'harmoniques d'un onduleur multiniveau asymétrique à structure cascade», Medimira Science Publisher, 2008.
- [22] E. Ozdemir, S. Ozdemir, L. M. Tolbert, B. Ozpineci, «Fundamental frequency modulated multilevel inverter for three-phase stand-alone photovoltaic application», IEEE 2008, pp:978-4244-1874.
- [23] D. Ostojic, «A multilevel converter structure for grid connected PV plants», Thèse de Doctorat, Université Bologna, 2010.
- [24] Y. Khadidja, «Réduction des effets de tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveaux moteur à induction», Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005
- [25] K. Merabet, « Commande MLI d'un onduleur triphasé Basé sur la dispersion de la tension triphasé », Mémoire de la Maîtrise en Génie Electrique, Université du Québec, 2011.
- [26] J. Rodriguez, J. Sheng lai, F. Zheng peng, «Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications», IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 49, N°4, Aout 2002.
- [27] Y. Sahali, M. K. Fellah, «Technique de modulation à sélection d'harmonique à Eliminer (SHEPWM) pour la commande des onduleurs de tension trois niveaux monophasé et triphasés», CISTEMA' 2003, Conférence Internationale sur les Systèmes de télécommunications, d'Electronique Médicale et d'Automatique, Tlemcen, 2003.
- [28] O. Bouhali « Contribution des convertisseurs Multi niveaux au raccordement de la production d'orgaine éolienne sur un Réseau Electrique », Thèse Doctorat, Ecole Nationale polytechnique Ecole centrale de Lille.

[29] R.Azaizia, Études et commande d'une machine asynchrone à double alimentation, alimentée par un convertisseur multiniveaux, Mémoire Magister 2008, Boumerdas, Algérie.

Résumé :

L'objectif de ce mémoire est de contrôler la connexion au réseau d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) via des convertisseurs multiniveaux. Où on a d'abord présenté la MADA avec son mode de fonctionnement et sa modélisation. Ensuite on a étudié les différentes topologies des convertisseurs multiniveaux. Enfin, nous avons simulé l'ensemble du système (MADA + Convertisseurs).

Abstract :

The objective of this thesis is to control the connection to the power grid of a doubly fed induction generator (DFIG) through multilevel converters. Where we first presented the DFIG with the mode of operation and the modeling. Then we studied the different topology of multilevel converters. Finally, we simulated the whole system (DFIG + Converters).