



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique Et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة العربي التبسي - تبسة
Université Larbi Tebessi - Tébessa
معهد المناجم
Institut des Mines
قسم الإلكتروميكانيك
Département Electromécanique



MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention d'un diplôme de Master

Filière : Electromécanique

Option : Electromécanique

Différentes stratégies de commande des onduleurs multi-niveaux

Par

DRID Racha

Devant le jury :

FARES Nour-Eddine	MAA	Président	Université Larbi TebessiTébessa
ZAAMOUCHE Fares	MCA	Encadreur	Université Larbi TebessiTébessa
MOGHRANI Redhouane	MAA	Examineur	Université Larbi TebessiTébessa
HOUAM Ala	MAA	Examineur	Université Larbi TebessiTébessa

Promotion 2021-2022

Remerciement

Je loue Dieu pour m'avoir prêté vie, aide et patience tout le long du cycle universitaire.

Je tiens vivement à exprimer toute ma reconnaissance à :

*Je remercie vivement mon promoteur, Monsieur **ZAAMOUCHE Fares** Docteur à l'université cheikh laarbi tebessi de tebessa pour son suivi, son aide documentaire Précieux et pour la confiance qu'il m'a prodigué et ses encouragements, ainsi que pour ses conseils judicieux.*

Aux membres de jury qui ont accepté de juger ce travail.

Toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à ce que je suis aujourd'hui, merci à tous.

Dédicace

Je dédie ce travail

A mes parents, pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études, ainsi pour tout ce qu'ils ont fait pour moi. Ils se sont beaucoup sacrifiés pour m'offrir toutes les conditions nécessaires afin que je puisse devenir ce que je suis;

*A mes sœurs **Nesrin, Nour Allah, Aroua, Bouchra** ;*

*Au petit enfant **Ayane** ;*

*A ma cousine **Amira** ;*

*A tout ma famille **Drid et Messali**.*

*A mes amies et mes collègues : **Dhoha, Amira, Dunia, Zahira, Darine**.*

*Sans oublier mon ami **Salah** pour son soutien ;*

A mes professeurs de l'électromécanique

A tous mes camarades de la promotion électromécanique

Sommaire

Liste des figures

Liste des tableaux

Notation

Introduction générale1

Chapitre I : généralités sur les différentes topologies de convertisseurs statiques

I.1.Introduction.....3

I.2.les convertisseurs statique.....3

I.3.les semi-conducteurs.....4

I.3.1.les diodes.....4

I.3.2.thyristors.....4

I.2.3.transistors.....5

I.4.les différents topologies des convertisseurs statiques.....5

I.4.1.Le convertisseur alternatif – continu (redresseur).....6

I.4.2.Le convertisseur alternatif – alternatif (gradateur).....6

I.4.3.Le convertisseur continu – continu (hacheur).....6

I.4.4.Le convertisseur continu – alternatif (onduleur).....6

I.5.utilisation des onduleurs.....7

I.6. les types des onduleurs8

I.6.1.Onduleur de tension8

I.6.2.Onduleur de courant10

<i>I.7. Les onduleurs multi-niveaux.....</i>	<i>10</i>
<i>I.8. Intérêt des onduleurs multi-niveaux.....</i>	<i>11</i>
<i>I.9. Avantage des onduleurs multi niveaux.....</i>	<i>11</i>
<i>I.9.1. avantages technologiques.....</i>	<i>11</i>
<i>I.9.2. Les Avantages fonctionnels pour le convertisseur.....</i>	<i>11</i>
<i>I.9.3. Les Avantages fonctionnels pour les machines tournantes.....</i>	<i>12</i>
<i>I.10. Applications et domaines d'intérêt des convertisseurs multi-niveaux.....</i>	<i>12</i>
<i>I.11. Différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.....</i>	<i>12</i>
<i>I.11.1. Onduleur de tension à diode de bouclage (NPC).....</i>	<i>13</i>
<i>I.11.2. Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants.....</i>	<i>14</i>
<i>I.11.3. Onduleurs multi niveaux en cascade.....</i>	<i>15</i>
<i>I.11.4. Onduleurs multi niveaux hybrides.....</i>	<i>16</i>
<i>I.12. Conclusion.....</i>	<i>17</i>
 <i>Chapitre II : Etude et analyse les différentes stratégies de commande des onduleurs multi-niveaux</i>	
<i>II.1. Introduction.....</i>	<i>18</i>
<i>II.2. Les stratégies de commande des onduleurs.....</i>	<i>19</i>
<i>II.2.1. Les commandes en pleine onde.....</i>	<i>19</i>
<i>II.2.1.1. La commande 120° (onde décalée).....</i>	<i>19</i>
<i>II.2.1.2. La commande 180° (plein onde).....</i>	<i>19</i>
<i>II.3. Généralités sur la MLI.....</i>	<i>20</i>
<i>II.4. Principe de la modulation de largeur d'impulsion.....</i>	<i>20</i>

<i>II.5. Caractéristique de la modulation de largeur d’impulsion (MLI)</i>	21
<i>II.6. Différentes techniques de modulation de largeur d’impulsions</i>	22
<i>II.6.1. MLI simple</i>	22
<i>II.6.2. MLI Régulière</i>	23
<i>II.6.3. La modulation linéaire multiple (UPWM)</i>	23
<i>II.6.4. MLI sinusoïdale modifiée</i>	24
<i>II.6.5 La modulation vectorielle (SVPWM)</i>	25
<i>II.6.5.1. Principe de base de la MLI vectorielle sur un onduleur à deux niveaux</i>	25
<i>II.6.5.2. Représentation vectorielle</i>	27
<i>II.7. Modélisation et simulation de l’ondeur triphasé</i>	28
<i>II.7.1. Modélisation de l’ondeur triphasé à deux niveaux</i>	29
<i>II.7.2. Modélisation d’ondeur triphasé à trois niveaux</i>	30
<i>II.7.3. Modélisation d’ondeur triphasé à cinq niveaux</i>	32
<i>II.8. Conclusion</i>	36
 <i>Chapitre III : Modélisation et simulation de la MSAP</i>	
<i>III.1. Introduction</i>	38
<i>III.2. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)</i>	38
<i>III.2.1. Principe de fonctionnement de la MSAP</i>	38
<i>III.3. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents</i>	39
<i>III.3.1. Le stator</i>	39
<i>III.3.2. Le rotor</i>	39
<i>III.4. Les avantages et les inconvénients</i>	39
<i>III.4.1. Les avantage</i>	39

<i>III.4.2. Les inconvénients</i>	40
<i>III.5. Les domaines d'application de MSAP</i>	40
<i>III.6. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents</i>	40
<i>III.6.1. Mise en équation de la MSAP</i>	41
<i>III.6.2. La transformation de Park</i>	43
<i>III.7. Simulation de la MSAP</i>	45
<i>III.8. Conclusion</i>	47
 <i>Chapitre IV : simulation et interprétation des résultats de l'association onduleur/ MSAP</i>	
<i>IV.1. Introduction</i>	48
<i>IV.2. Association de la MSAP par un onduleur triphasé à 2 niveaux</i>	48
<i>IV.2.1. Commandé par la stratégie 180°</i>	48
<i>IV.2.2. Commandé par la stratégie 120°</i>	51
<i>IV.2.3. Commandé par la stratégie MLI sinusoïdale</i>	54
<i>IV.3. Association de la MSAP par un onduleur triphasé à trois niveaux</i>	61
<i>IV.3.1. Commandé par la stratégie MLI sinusoïdale</i>	61
<i>IV.4. Association de la MSAP par un onduleur triphasé à cinq niveaux</i>	68
<i>IV.4.1. Commandé par la stratégie MLI sinusoïdale</i>	69
<i>IV.4.2. Commandé par la stratégie MLI vectorielle</i>	72
<i>IV.5. Conclusion</i>	76
 <i>Conclusion générale</i>	77
 <i>Annexe</i>	78
 <i>Bibliographie</i>	80

Table des figures

Figure I.1 : symbole d'une diode	4
Figure I.2 : symbol d'un thyristor	4
Figure I.3 : symbole d'un transistor	5
Figure I.4 : Classification des familles de convertisseurs	5
Figure I.5 : schéma de la conversion Alternatif - Continu(onduleur).....	7
Figure I.6 : Onduleur de tension	8
Figure I.7 : Schéma de principe de l'onduleur monophasé	9
Figure I.8 : Circuit de puissance d'un onduleur de tension triphasé	9
Figure I.9 : Onduleur de courant.....	10
Figure I.10 : onduleur à niveaux multiples	10
Figure I.11 : Différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.....	12
Figure I.12 : topologie d'onduleurs NPC à 3 niveaux(a) et à 5 niveaux(b).....	13
Figure. I.13 : Topologies d'onduleurs NPC à condensateur Flottant.....	14
Figure I.14 : Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade.....	16
Figure II.1 : Commande 120°.....	19
Figure II.2 : Commande 180°.....	20
Figure II.3 : Commande 120°Principe de la modulation.....	21
Figure II.4 : Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase).....	22
Figure II.5 : MLI d'une simple impulsion.....	23

Table des figures

Figure II.6 : La modulation sinusoïdale modifiée.....	24
Figure II.7 : MLI sinusoïdale modifiée.....	24
Figure II.8 : Topologie d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension.....	26
Figure II.9 : Huit topologies des états de commutation d'un onduleur de tension.....	26
Figure II.10 : Représentation du vecteur V_I dans le plan (α, β)	27
Figure II.11 : Représentation des vecteurs de tension différents de zéro dans le plan (α, β)	28
Figure II.12 : Représentation des vecteurs de tension nulle dans le plan (α, β)	28
Figure II.13 : Onduleur triphasé à trois niveaux NPC.....	30
Figure II.14 : Onduleur triphasé à cinq niveaux NPC.....	32
Figure III.1 : Le moteur industriel à aimants permanents.....	39
Figure III.2 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.....	41
Figure III.3 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)	44
Figure III.4 : Les tensions du réseau (220V/50Hz).....	45
Figure III.5 : Les courants statoriques de la MSAP.....	45
Figure III.6 : Le flux magnétique de la MSAP.....	46
Figure III.7 : Le couple électromagnétique de la MSAP.....	46
Figure III.8 : La vitesse de rotation de la MSAP.....	46
Commande 180°	
Figure IV.1 : La tension simple V_{as}	49
Figure IV.2 : Système triphasé de tensions V_{abcs}	49

Table des figures

Figure IV.3 : Les courants statoriques I_{abc}	49
Figure IV.4 : Le flux magnétique.....	50
Figure IV.5 : Le couple électromagnétique.....	50
Figure IV.6 : la vitesse de rotation	50
Commande 120°	
Figure IV.7 : La tension simple V_{as}	51
Figure IV.8 : Système triphasé de tensions V_{abc}	51
Figure IV.9 : Les courants statoriques I_{abc}	52
Figure IV.10 : Le flux magnétique.....	52
Figure IV.11 : Le couple électromagnétique.....	52
Figure IV.12 : la vitesse de rotation.....	53
Commandé par la stratégie MLI sinusoïdale	
Figure IV.13 Principe de la MLI sinusoïdale pour $M=15$	54
Figure IV.14 La tension simple V_{as}	54
Figure IV.15 : Les courants statoriques I_{abc}	55
Figure IV.16 : Le flux magnétique.....	55
Figure IV.17 : Le couple électromagnétique.....	55
Figure IV.18 : la vitesse de rotation.....	56
Figure IV.19 : Principe de la MLI sinusoïdale pour $M=45$	56
Figure IV.20 : La tension simple V_{as}	57
Figure IV.21 : Les courants statoriques I_{abc}	57
Figure IV.22 : Le flux magnétique.....	57
Figure IV.23 : Le couple électromagnétique.....	58

Table des figures

Figure IV.24 : la vitesse de rotation.....	58
Figure IV.25 : Principe de la MLI sinusoïdale pour M=99.....	59
Figure IV.26 : La tension simple V_{as}	59
Figure IV.27 : Les courants statoriques I_{abc}	59
Figure IV.28 : Le flux magnétique.....	60
Figure IV.29 : Le couple électromagnétique.....	60
Figure IV.30 : la vitesse de rotation.....	60
Figure IV.31 : Principe de la MLI sinusoïdale double triangle pour M=15.....	62
Figure IV.32 : La tension simple V_{as}	62
Figure IV.33 : Les courants statoriques I_{abc}	62
Figure IV.34 : Le flux magnétique.....	63
Figure IV.35 : Le couple électromagnétique.....	63
Figure IV.36 : la vitesse de rotation.....	63
Figure IV.37 : Principe de la MLI sinusoïdale double triangle pour M=45.....	64
Figure IV.38 : La tension simple V_{as}	64
Figure IV.39 : Les courants statoriques I_{abc}	64
Figure IV.40 : Le flux magnétique.....	65
Figure IV.41 : Le couple électromagnétique.....	65
Figure IV.42 : la vitesse de rotation.....	65
Figure IV.43 : Principe de la MLI sinusoïdale double triangle pour M=99.....	66
Figure IV.44 : La tension simple V_{as}	66
Figure IV.45 : Les courants statoriques I_{abc}	66
Figure IV.46 : Le flux magnétique.....	67

Table des figures

Figure IV.47 : Le couple électromagnétique.....	67
Figure IV.48 : la vitesse de rotation.....	67
Figure IV.49 : MLI sinusoidale pour les onduleurs à cinq niveaux, M=99.....	69
Figure IV.50 : La tension simple V_{as}	69
Figure IV.51 : Les courants statoriques I_{abc}	70
Figure IV.52 : Le flux magnétique.....	70
Figure IV.53 : Le couple électromagnétique.....	70
Figure IV.54 : la vitesse de rotation.....	71
Commandé par la stratégie MLI vectorielle	
Figure IV.55 : MLI vectorielle pour les onduleurs à cinq niveaux, M=99.....	72
Figure IV.56 : La tension simple V_{as}	72
Figure IV.57 : Les courants statoriques I_{abc}	73
Figure IV.58 : Le flux magnétique.....	73
Figure IV.59 : Le couple électromagnétique.....	73
Figure IV.60 : la vitesse de rotation.....	74

Table des figures

Liste des tableaux

Liste des tableaux

N °tableau	Titre de tableau	N° page
Tableau II.1	Valeurs des tensions.	27
Tableau IV.1	Les intervalles de conduction des transistors	48
Tableau IV.2	Les intervalles de conduction des transistors	51
Tableau IV.3	les différentes valeurs du taux d'harmoniques THD du courant.	75
Tableau IV.4	Les différentes valeurs des ondulations du couple ΔC	75

Liste des notations et symboles

(A)	Anode.
(K)	Cathode.
IGBTs	Insulated-Gate-Bipolar-Transistor.
GTOs	Gate Turn-Off Thyristor.
NPC	Onduleur de tension à diode de bouclage.
V_{dc}	la tension d'entrée.
i	Le courant à l'entrée de l'onduleur.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
K1, K'1...	Interrupteurs.
A_r	modulatrice d'amplitude.
F_r, F_p	Fréquence.
A_p	porteuse d'amplitude.
M	indice de modulation.
U'	Tension de sortie.
R	Le coefficient de réglage en tension.
PWM	Pulse Width Modulation.
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation.
V_{ref}	La variation de l'amplitude de l'onde de la référence.
(α, β)	Le plan diphasé de la transformation de Concordia.
C_a, C_b, C_c	Signaux logiques.
K_{i1}, K_{i2}	Commutateurs pour le bras i de l'onduleur triphasé NPC à deux niveaux.
V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	Les tensions simples à la sortie de l'onduleur entre les phases de la charge et le point milieu o.
V_a, V_b, V_c	Les tensions simples aux bornes de la charge.
MSAP	Machine synchrone à aimant permanent.
V_a, V_b, V_c	Vecteur tensions statoriques.
i_a, i_b, i_c	Vecteur courants statoriques.
ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c	Vecteur Flux statorique.
$[R_s]$	Matrice résistance du stator.
$[L_{ss}]$	Matrice inductance du stator.
$\phi_{af}, \phi_{bf}, \phi_{cf}$	Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.
θ	Angle de charge (position de rotor).

Liste des notations et symboles

ω	Pulsation électrique.
p	Nombre de pair de pôle.
Ω_r	Vitesse du rotor.
J	Moment d'inertie.
f	Coefficient de frottement.
C_{em}	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.
T	la matrice de <i>Park</i> normalisée.
(d,q)	Système biphasé.
(a,b,c)	Système triphasé.
Φ_{sf}	flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator.
C_e	Le couple électromagnétique dans le référentiel (d,q).
j	Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m ²).
f	Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).
C_r	Couple résistant (N.m).
Ω	Vitesse mécanique (rad/s).
THD	Le facteur de distorsion des harmoniques.
t	Le temps.
$T1,T2,T3...$	Les transistors.
V_{as}	La tension simple.
I_{abcs}	Les courants statoriques.
M	l'indice de modulation.
$MLI S$	Modulation de Largeur d'Impulsion sinusoïdale.
$MLI V$	Modulation de Largeur d'Impulsion vectorielle.
ΔC	Les valeurs des ondulations du couple.

Introduction générale

Depuis de nombreuses années, l'évolution de l'électronique de puissance est très importante dans un monde où les aspects énergétiques sont devenus un enjeu essentiel. Les applications de celle-ci sont diverses et touchent un vaste domaine du génie électrique allant de quelques watts à plusieurs centaines de mégawatts. Les structures de conversion statique qui composent principalement les applications de l'électronique de puissance deviennent de plus en plus puissantes, la technologie a dû s'adapter à cette croissance de la puissance à convertir [1].

L'utilisation des convertisseurs statiques dans l'industrie est devenue un champ extrêmement vaste, car les équipements industriels utilisent de plus en plus d'entraînement à vitesse variable. Les onduleurs de tension sont largement utilisés pour la commande des moteurs à courant alternatif.

Les onduleurs les plus connus jusqu'ici sont les onduleurs à deux niveaux. Ces onduleurs à deux niveaux sont limités en tension (1.4KV) et en puissance (1MVA). Pour monter en puissance et en tension, on associe généralement plusieurs onduleurs en série ou en parallèle [2].

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif. L'objectif de cet axe de recherche est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que de contourner les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux. L'objectif d'amélioration de la tension de sortie de l'onduleur peut être atteint soit par modification du circuit de l'onduleur lui-même, soit par le choix de la stratégie de sa commande.

Plusieurs topologies des onduleurs sont proposées dans la littérature, telles que les onduleurs multi-niveaux : les onduleurs à diodes de bouclage NPC, les onduleurs à capacités flottantes et les onduleurs en cascade. L'onduleur multi-niveaux permet de générer une tension de sortie à plusieurs niveaux de tension, en augmentant le nombre des interrupteurs composant l'onduleur, et en multipliant le nombre de sources continues à l'entrée, soit artificiellement par des condensateurs, soit réellement en utilisant des sources séparées. Ces dernières est une solution un peu coûteuse, mais ça a des avantages prometteuses et des répercussions considérables sur plusieurs domaines de l'industrie. Elles sont de plus en plus utilisées dans des applications d'entraînement à forte puissance [3] [4].

L'application des techniques de modulation comme stratégie de commande de l'ouverture et la fermeture des interrupteurs aux onduleurs conventionnel ou multi-niveaux de tension pour réduire les harmoniques. Tel que la MLI sinusoidale et la MLI vectorielle. Cette

dernière est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs alternatifs contrairement à d'autres méthodes [2].

Dans notre travail, on se présente l'onduleur triphasé à deux, à trois et à cinq niveaux de tension de type NPC commandé par les différentes techniques de modulation MLI. Pour vérifier le bon fonctionnement de l'onduleur, ce dernier est associé à une charge électromécanique qu'est le moteur synchrone à aimant permanent MSAP.

Le premier chapitre, sera consacré à la représentation historique des convertisseurs statiques et les onduleurs multi-niveaux pour cela une description chronologique de leurs évolutions au fil du temps a été introduite, nous profitons ainsi de lister brièvement leurs différentes topologies, leurs structures et leurs caractéristiques, sans oublier d'illustrer leurs domaines d'applications.

Le second chapitre, sera dédié à l'étude et analyse les différentes stratégies de commande des onduleurs multi-niveaux et aussi consacré à la modélisation de l'onduleur de tension triphasé à deux, trois et cinq niveaux à structure NPC. Elle consiste à trouver le modèle mathématique décrivant le fonctionnement de système à commander.

Le troisième chapitre vise à une étude de la modélisation et simulation de la machine synchrone à aimant permanent.

Le dernier chapitre, traite l'interprétation et discussion des résultats de simulation de l'association onduleur/MSAP.

I.1.Introduction

Entre l'électronique et l'électrotechnique est développée, au cours de la deuxième moitié du 20ème siècle, une nouvelle technique, l'électronique de puissance, parfois appelée à son début l'électronique des courants forts [5].

La mise au point de semi-conducteurs, diodes, thyristors et transistors au silicium, permettant le contrôle des courants et des tensions importants a donné un essor considérable à cette nouvelle technique, au point d'en faire aujourd'hui une discipline de base du génie électrique [6].

Nous allons nous intéresser dans ce chapitre au convertisseur statique qui est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donnée. Il existe différents convertisseurs tel que:

Les onduleurs qui convertissent la tension continue d'une batterie en une tension alternative.

Les redresseurs qui réalisent une conversion alternatif-continu utilisée généralement pour alimenter les appareils électroniques.

Les hacheurs qui réalisent une conversion continue-continue.

Les gradateurs qui réalisent une conversion alternatif-alternatif.

Dans ce qui suit, nous allons faire une étude détaillée des convertisseurs statique en particulier les onduleurs multi-niveaux étudier en détail l'onduleur de tension à deux, trois, et cinq niveaux de type NPC (structure et principe de fonctionnement).

I.2.Les convertisseurs statique

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter une source d'énergie électrique à un récepteur donné. La conception et l'utilisation des convertisseurs statiques pour des gammes de puissance de plus en plus importantes ont amené les concepteurs à étudier plusieurs structures de conversion basées sur des associations de structures élémentaires [6].

I.3. Les semi-conducteurs

Les composants semi-conducteurs de puissance se caractérisent par leurs fonctionnements comme interrupteurs, ils peuvent être classés en trois catégories [6] :

- Diodes
- Thyristors
- Transistors

I.3.1. Les diodes

La diode est un composant formé d'un semi-conducteur (silicium en général), constitué d'une jonction PN , possède deux bornes appelées anode (A) et cathode (K)

La diode agit comme un interrupteur automatique ultra-rapide dont les contacts s'ouvrent et se ferment selon des règles [7].

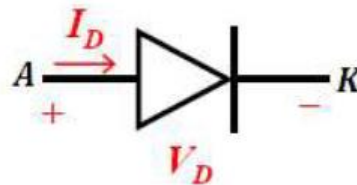


Figure I .1.Symbole d'une diode [8].

I.3.2. Thyristors

Les thyristors sont des composants à commutation d'amorçages commandés et à commutation de blocages spontanés, ils sont des composants intrinsèques lents c à d, ils sont incapable de travailler à des fréquences de découpage très élevées. Pour cela ils doivent être synthétisés à l'aide d'interrupteurs rapides et commandables au blocage ainsi amorçage spontané [5].

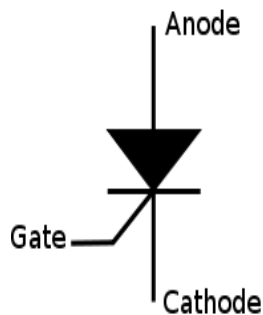


Figure I.2.Symbole d'un Thyristor [5].

I.3.3. Transistors

Un transistor est un composant électrique de base qui modifie le flux de courant électrique. Les transistors sont des blocs de construction de circuit intégrés, tels que les processeurs informatiques, ou CPU.

Le transistor est un composant à trois bornes : la base B le collecteur C et l'émetteur E . Il y a deux types de transistor : le NPN (émetteur N , base P , collecteur N) et le transistor PNP (émetteur P , base N , collecteur P). Le transistor peut avoir trois états : bloqué, saturé et passant en régime linéaire.

Le transistor peut être utilisé principalement comme interrupteur commandé (électronique logique) ou comme amplificateur (électronique analogique), mais aussi pour stabiliser une tension, moduler un signal ainsi que pour de nombreuses autres utilisations [7].

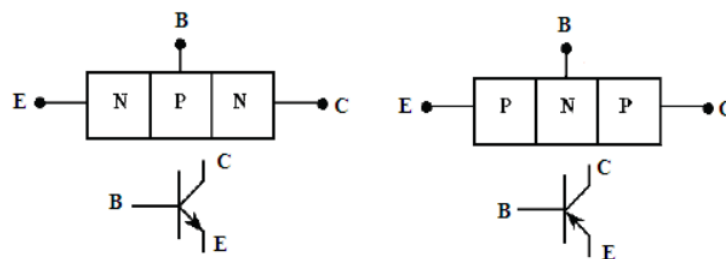


Figure I.3. Symbole d'un transistor [7].

I.4. Les différentes topologies des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné. Suivant le type de machine à commander et suivant la nature de la source de puissance (monophasée ou triphasée), on distingue plusieurs familles de convertisseurs [5].

Le schéma suivant nous permet de les classer :

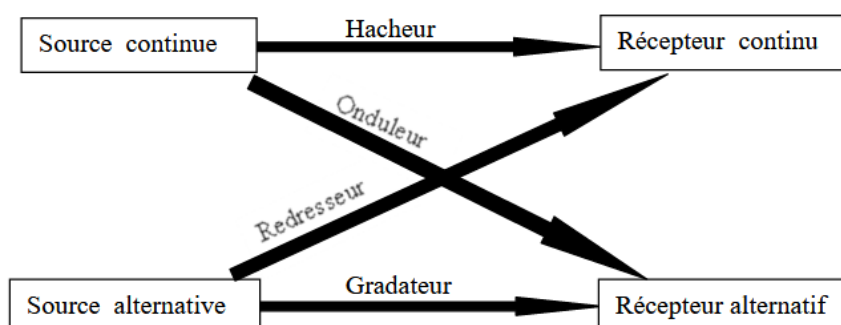


Figure I.4. Classification des familles de convertisseurs [5].

- ❖ Convertisseur alternatif-continu : redresseur ;
- ❖ Convertisseur alternatif-alternatif : gradateur ;
- ❖ Convertisseur continu-continu : hacheur ;
- ❖ Convertisseur continu-alternatif : onduleur ;

I.4.1. Le convertisseur alternatif – continu (redresseur)

Le redresseur est un convertisseur qui assure directement la conversion alternatif – continu, alimenté par une source de tension alternatif monophasé. Il permet d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

Donc le redresseur permet de transformer l'énergie alternative provenant en général du réseau en une énergie unidirectionnelle quasi-continue que l'on peut diriger vers les charges à courant continu [7].

I. 4.2. Le convertisseur alternatif – alternatif (gradateur)

Un gradateur est un convertisseur qui fait la conversion AC-AC à fréquence fixe. Le rôle de ce convertisseur est d'appliquer aux bornes du récepteur une tension alternative à amplitude variable, à partir d'un courant alternatif sinusoïdal. Par conséquent, un gradateur commande le niveau de la tension efficace aux bornes de la charge [9].

I.4.3. Le convertisseur continu – continu (hacheur)

Le convertisseur DC-DC permet d'alimenter une charge sous une tension continue réglable à partir d'une source continue fixe.

On obtient une tension de valeur moyenne variable en établissant et interrompant périodiquement l'alimentation de la charge par la source grâce à des interrupteurs [10].

I.4.4. Le convertisseur continu – alternatif (onduleur)

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en

utilisant ainsi une séquence adéquate de commande .C'est la fonction inverse d'un redresseur [11][12].

Dans notre étude, nous nous intéressons à la famille des onduleurs :

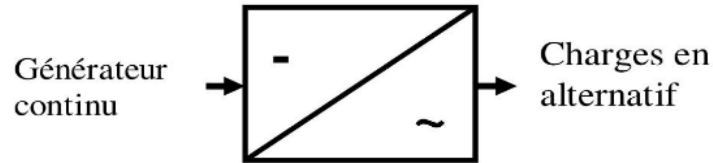


Figure I.5. Schéma de la conversion alternatif – continu (onduleur) [12].

I.5.Utilisation des onduleurs

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

- ❖ les alimentations de secours ;
- ❖ les alimentations sans interruptions ;
- ❖ le raccord des panneaux solaire au réseau électrique ;
- ❖ les nombreux dispositifs nécessitant de fonctionner à une fréquence spécifique ;
- ❖ les variateurs de vitesse des machines alternatives : la tension du réseau est redressée puis un onduleur fabrique une tension dont la fréquence et la forme sont réglables ;
- ❖ la compensation de l'énergie réactive,
- ❖ le filtrage des harmonique,

- ❖ dans le domaine des véhicules électriques et hybrides, l'onduleur permet de transformer la tension de batterie continue en tension sinusoïdale, admissible par les machines synchrones et asynchrones [13].

I.6. Les types des onduleurs

On peut définir deux types d'onduleurs : Onduleur de courant et onduleur de tension.

I.6.1. Onduleur de tension

On dit onduleur de tension, un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue [14]. La tension « u » n'est pas affecté par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Le courant à la sortie « i' » et donc le courant à l'entrée « i » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f. e. m alternative) directement branchée entre les bornes de sortie [15].

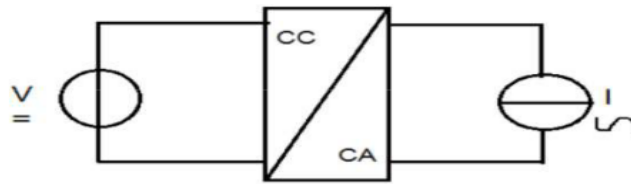


Figure I.6. Onduleur de tension. [15]

I.6.1.1. Onduleur monophasé

D'une manière évidente, un onduleur monophasé en pont est constitué de deux bras d'onduleur et chaque bras comporte deux cellules de commutation commandables avec des diodes en antiparallèle afin d'assurer la réversibilité en courant [5]. Cela correspond à :

- L'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu appelé onduleur push-pull.

- L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur endemi pont.

Si on veut varier la largeur relative des créneaux formant les alternances de la tension de sortie, il faut quatre interrupteurs c'est : l'onduleur monophasé en pont [16].

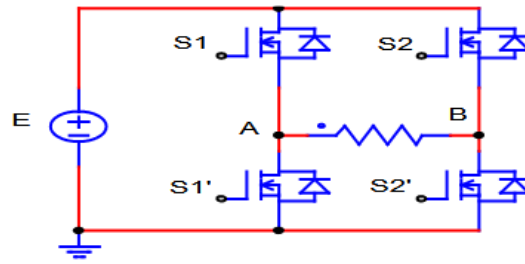


Figure I.7. Schéma de principe de l'onduleur monophasé [16].

I.6.1.2. Onduleur triphasé

On peut réaliser un onduleur triphasé en regroupant, en parallèle, trois onduleurs monophasés (en pont ou en demi-pont) et commander les interrupteurs de chacun pour obtenir à la sortie trois phases décalées de 120° . En fait, en regroupant trois demi ponts monophasés, on obtient un onduleur en pont triphasé à six interrupteurs représenté par la figure I.8 dont les interrupteurs du même bras de l'onduleur doivent être complémentaires pour que la tension continue U ne soit jamais en court circuit et pour que les circuits des courants i_a , i_b et i_c ne soient jamais ouverts. Afin que les interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quelques soient les courants de charge, il faut que ces derniers soient bidirectionnels en courant. Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et à fermeture commandées et d'une diode montée en antiparallèle. Ces interrupteurs peuvent être réalisées, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors, des IGBTs ou des GTOs associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant [11].

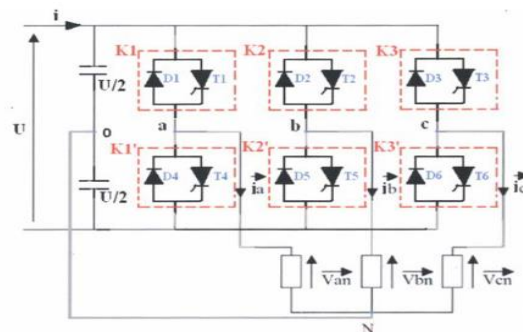


Figure I.8. Circuit de puissance d'un onduleur de tension triphasé [17].

I.6.2. Onduleur de courant

C'est un onduleur qui est alimenté par une source de courant continu. Par contre dans cet onduleur le courant est imposé et la tension va dépendre de la charge [14].

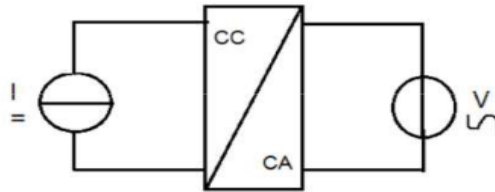


Figure I.9. Onduleur de courant [14].

I.7. Les onduleurs multi-niveaux

Pour des applications industrielles de moyenne et forte puissance, les tensions appliquées aux bornes des éléments en commutation deviennent très élevées. Pour des raisons liées à la technologie employée, la fréquence de commutation doit être maintenue à une valeur faible et l'utilisation de filtres est nécessaire pour l'obtention d'une puissance appropriée en sortie. Pour pallier à cet inconvénient, une nouvelle classe de convertisseurs de puissance est apparue, appelée onduleurs multi-niveaux. Ces structures sont obtenues en montant en série des dispositifs de commutations comportant des éléments de stockage passifs et qui sont utilisés pour générer des tensions plus élevée et de meilleure qualité spectrale [13].

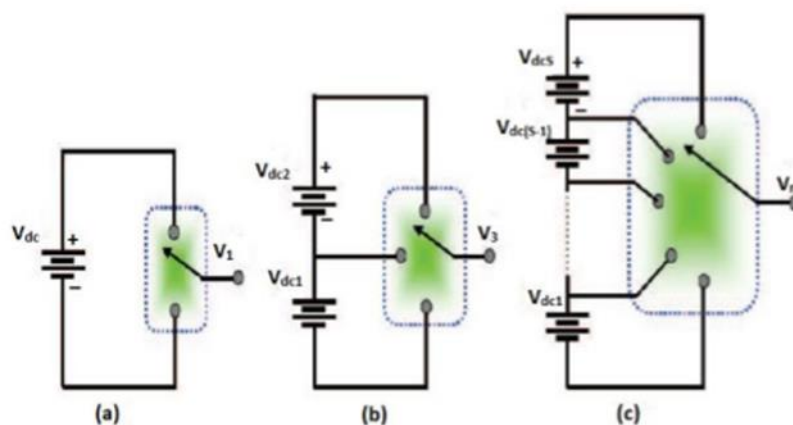


Figure I.10. onduleur à niveaux multiples [19].

I.8. Intérêt des onduleurs multi-niveaux

Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension de bus continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. Alors l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent moins élevée. Dans le cas de modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmonique [20].

I.9. Avantage des onduleurs multi niveaux

Les onduleurs multi niveaux ont été introduits comme produits alternatifs dans des conditions de haute puissance et de moyenne tension. Comparés aux onduleurs à deux niveaux, les onduleurs à plusieurs niveaux présentent d'énormes avantages Ces avantages sont visibles du point de vue technique d'une part et du point de vue fonctionnel d'une autre part :

I.9.1. Avantages technologiques

Dans un onduleur à plusieurs niveaux, la distribution de tension peut être obtenue dans un état stable, ce qui permet à chaque semi-conducteur d'être commuté indépendamment des autres semi-conducteurs. Cela rend le convertisseur plus puissant et efficace pendant le processus de commutation. L'amplitude de la tension du commutateur est réduite, ce qui facilite la gestion du commutateur.

I.9.2. Les Avantages fonctionnels pour le convertisseur

Un meilleur compromis est obtenu entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, perte de commutation, fréquence de commutation) et la capacité élevée d'accéder aux applications sont plus puissantes et largement utilisées.

I.9.3. Les Avantages fonctionnels pour les machines tournantes

Les onduleurs à plusieurs niveaux produisent plus de tension que les onduleurs à deux tensions, ce qui améliore la qualité de la forme d'onde et réduit sa distorsion. Cela peut apporter de grands avantages, tels que la réduction de la perte de fer, l'augmentation de la durée de vie de l'isolateur [19].

I.10. Applications et domaines d'intérêt des convertisseurs multi-niveaux

A cause des problèmes rencontrés au fait et qui sont posés par l'utilisation des convertisseurs à deux niveaux de tension, monophasés ou triphasés, il y'avait apparition de nouvelles structures appelés convertisseurs multi-niveaux qui sont utilisés pour le réglage de la fréquence et de l'amplitude de la tension et aussi pour le transfert d'énergie entre une ou plusieurs sources d'alimentation à courant continu ou alternatif et une charge à courant alternatif monophasé ou triphasé. Cette utilisation ouvre plusieurs opportunités d'applications [21].

I.11. Différentes topologies des onduleurs multi-niveaux

L'onduleur de tension multi-niveaux possède trois ou plusieurs niveaux. Le but de cette partie est de donner une vue générale des topologies de base des onduleurs multi-niveaux [22].

Figure I.11 représente les trois topologies principales des onduleurs multi-niveaux les plus récentes [18].

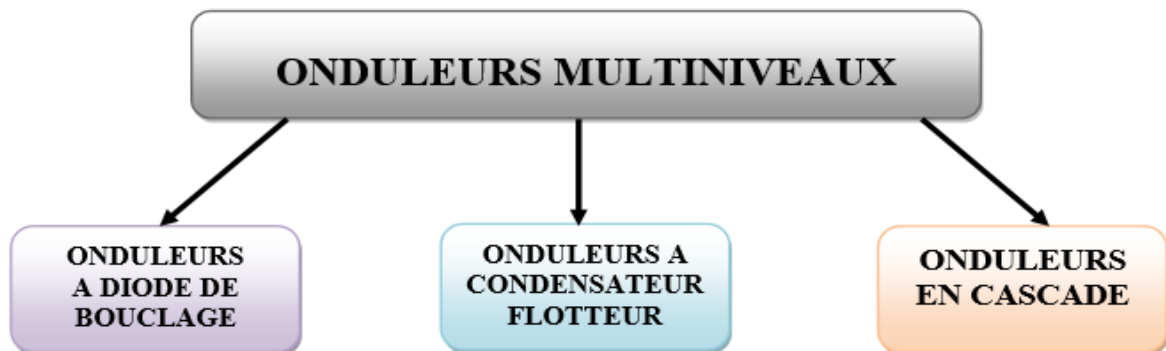


Figure I.11. Différentes topologies des onduleurs multi-niveaux [18].

I.11.1. Onduleur de tension à diode de bouclage (NPC)

Cette structure d'onduleur multi-niveaux a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981.

L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur [17].

Le premier onduleur NPC a été développé en superposant deux commutateurs de base pour trois niveaux de tension de sortie, chaque commutateur de base étant alimenté par une source de tension CC distincte. L'onduleur NPC à trois et cinq niveau est illustré dans la **Figure I.12** [17][19].

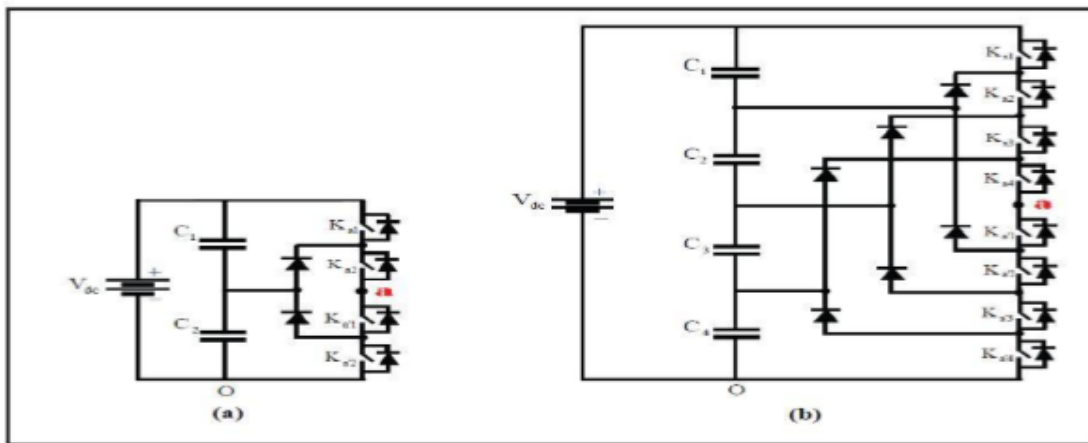


Figure I.12 Topologie d'onduleurs NPC à 3 niveaux(a) et à 5 niveaux(b) [17].

Cette topologie présente plusieurs avantages dont quelques-uns sont énumérés ci-dessous :

- Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue.
- cette topologie peut être généralisée et les principes employés dans la topologie d'onduleur à trois niveaux peuvent être étendus pour l'utilisation dans des topologies avec n'importe quel nombre de niveaux.
- Toutes les phases partagent le même bus continu.
- la fréquence fondamentale assure un haut rendement.
- La méthode de contrôle est relativement simple.
- La forme d'onde de trois niveaux résulte dans une meilleure qualité spectrale par rapport à celle d'un onduleur triphasé classique, ce qui rend les filtres passifs peu volumineux [20].

Par contre les inconvénients 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 a fréquence de commutations élevée et qui doivent supporter le courant maximale circulent dans le circuit.
- L'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes [23].

I.11.2.Onduleur multi niveaux à condensateurs flottants

La topologie de l'onduleur multi niveau à cellule imbriquées ou à condensateurs flottant (flyingcapacitormultilevelinverter), a été proposée par Meynard et Foch en 1992. 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 bouclage, d'où l'appellation « onduleur à condensateur flottants » [24].

Pour un onduleur à trois niveaux, chaque branche possède quatre commutateurs contrôlables, quatre diodes et trois condensateurs ; deux condensateurs sont connectés en parallèle avec la tension d'entrée V_{dc} , et le troisième condensateur remplace deux diodes d'isolement [19].

Dans la topologie suivante, **Figure.I.13**, on représente l'onduleur à condensateur flottant a trois et cinq niveaux [20].

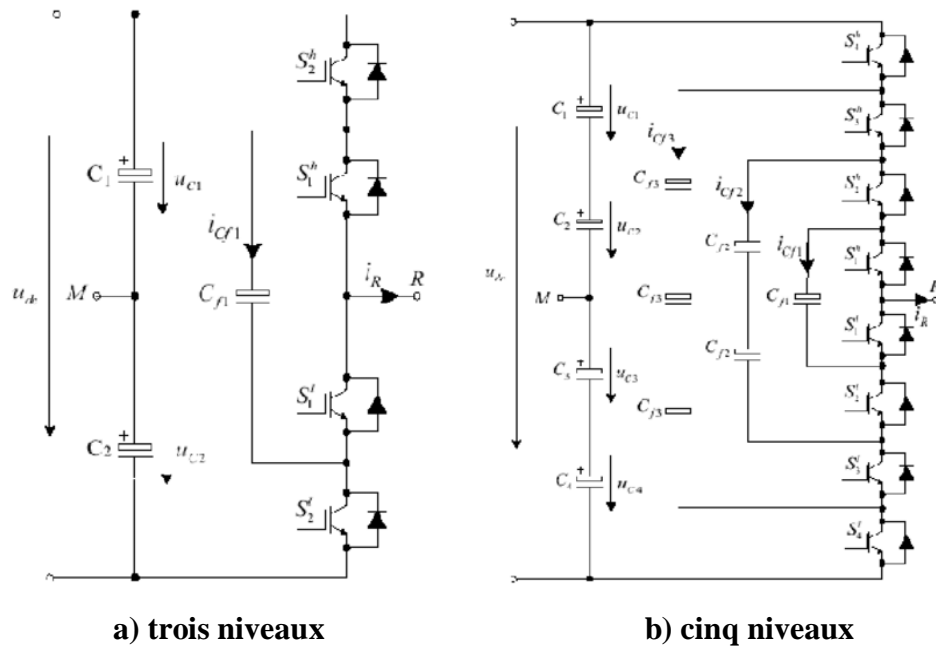


Figure. I.13 Topologies d'onduleurs NPC à condensateur Flottant [20].

Ce type de convertisseur présente plusieurs avantages :

- Le concept de condensateur Flottant peut être appliquée à un certain nombre de convertisseurs de différents types, DC /AC ou AC/ DC.
- La plupart des stratégies de modulation sont facilement appliquée à cette topologie [22].
- Les tensions sur les condensateurs sont automatiquement équilibrées par cette stratégie de modulation conventionnelle. Si désiré, les tensions de condensateur peuvent être activement contrôlées par une modification appropriée des signaux de commande.
- La charge est par défaut partagé équitablement entre les commutateurs.
- La topologie est modulaire et ne dépend pas d'un transformateur Néanmoins.
- La tension de blocage des interrupteurs partout la même [15].

Néanmoins, cette topologie présente quelques inconvénients, tel que :

- La topologie exige beaucoup de condensateurs à haute tension beaucoup plus nombreux que d'autres topologies. Ces condensateurs doivent conduire le courant de pleine charge pendant au moins une partie du cycle de commutation. Heureusement, si la fréquence de commutation est élevée, ces condensateurs peuvent généralement être relativement faibles en valeur de la capacité.
- La topologie n'est pas intrinsèquement tolérante aux pannes [17].

I.11.3. Onduleurs multi niveaux en cascade

Le premier modèle d'onduleur était l'onduleur en pont H (en anglais H-bridge), apparu en 1975. Un progrès des onduleurs multi-niveaux a été dû au modèle en pont H cascadié en série. La première application d'onduleur pont H était pour la stabilisation des plasmas en 1988. Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série de telle sorte que l'onde de la tension synthétisée soit la somme des tensions de sortie. 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 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 [25].

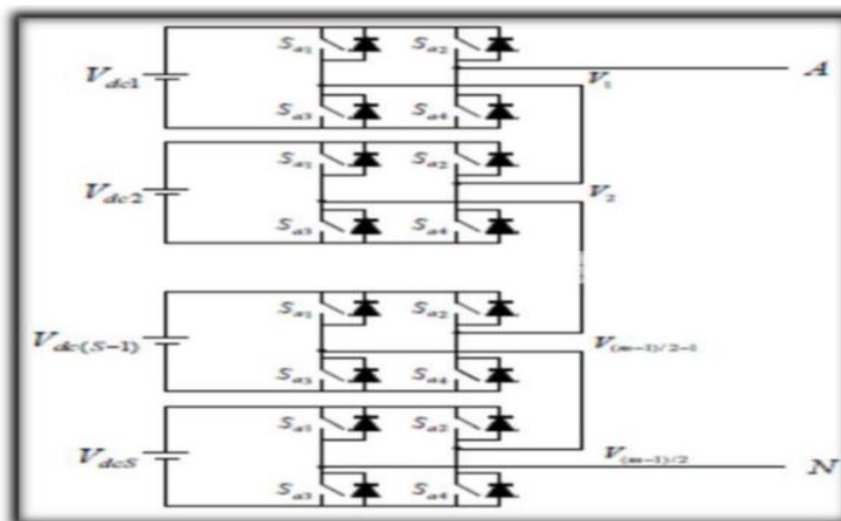


Figure I.14 Structure d'un convertisseur N niveaux en cascade. [15].

L'avantage de cette structure repose sur :

- Expansion facile du nombre de niveaux.
- Plus facile à commander.
- Adapté pour des applications où plusieurs sources de tensions sont disponibles.
- celle-ci utilise moins de composants pour le même nombre de niveaux. Du côté des contraintes il faut remarquer qu'une source de tension indépendante est nécessaire pour chaque pont, ce qui limite l'application de ce type de structure [1].

Cette topologie présente quelques inconvénients, tel que :

- un système à trois phases, il faudra plus de commutateurs que dans un onduleur Traditionnel.
- Nécessité d'équilibrer les sources DC entre les différents niveaux.

- Besoin de plusieurs connecteurs/câbles pour connecter les sources DC [15].

I.11.4. Onduleurs multi niveaux hybrides

Les topologies citées ci-dessus constituent les structures de bases de convertisseurs multi niveaux, la mise en série ou en parallèle de ces onduleurs de base permet d'obtenir des topologies hybrides.

On prend à titre d'exemple une structure hybride qui est constituée de deux onduleurs monophasés qui sont mis en série sur la même phase l'un est un onduleur monophasé de type NPC et l'autre est un onduleur monophasé en pont H. seule la cellule NPC est alimentée, ce qui réduit considérablement le volume de l'alimentation. Comme il est possible de connecter en série deux structures à cellules imbriquées.

Les topologies hybrides permettent de générer un nombre plus élevé de niveaux, le convertisseur génère une tension avec moins d'harmoniques pour un même nombre de semi-conducteurs. Mais elles exigent des stratégies de commande un peu plus complexes et peuvent poser des problèmes au niveau des échanges énergétiques entre les convertisseurs [21].

I.12. Conclusion

Dans ce chapitre, on a principalement caractérisé les éléments fondamentaux des convertisseurs statiques que sont les interrupteurs et les sources, les règles essentielles qui régissent leur bon fonctionnement ainsi que les structures des convertisseurs directs (NPC et condensateurs flottants) et indirects (cellules en cascade). Et on a présenté aussi les différentes structures de base d'onduleurs de tension multi-niveaux, dont chacun correspond à un type d'application déterminé permettant d'atteindre les performances recherchées.

Le chapitre suivant sera consacré à l'étude et analyse les différentes stratégies de commande de l'onduleur triphasé de tension à diode de bouclage (NPC). Pour généraliser les principes employés pour cette topologie, une étude d'onduleurs à deux, trois et à cinq niveaux sera également présentée, ainsi que leur modélisation.

II.1.Introduction

A la sortie d'un onduleur, alimenté par une source de tension continue, on obtient une tension alternative formée de créneaux rectangulaires. Le filtrage de cette tension rectangulaire permet son approximation à une tension sinusoïdale. Si la tension à filtrée est à la fréquence industrielle, le filtrage sera lourd, coûteux et les résultats obtenus seront médiocres. D'où la nécessité d'une technique permettant le découpage d'une alternance en plusieurs créneaux. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est introduite pour résoudre ce problème [15]. Cependant, l'essor de la modulation MLI n'a été possible que grâce aux progrès sur les semi-conducteurs.

La modulation MLI consiste alors à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeur convenable, en adaptant une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie de l'onduleur.

Ainsi, elle permet de repousser, vers des fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie ; ce qui facilite le filtrage. Aussi, la multiplication du nombre des impulsions, formant chacune des alternances d'une tension de sortie, offre la possibilité de moduler la forme de cette tension et d'obtenir une forme d'onde approximant au mieux la sinusoïde [16].

La génération des signaux de commande de la modulation MLI se fait le plus souvent en temps réel. On détermine ainsi les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique ou éventuellement une combinaison des deux.

Pour assurer la détermination en temps réel des instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on distingue trois techniques de commande, la commande en pleine onde, la modulation de largeur d'impulsion MLI sinusoïdale et la MLI vectorielle.

Ce chapitre est consacré à la modélisation de l'onduleur de tension triphasé à deux, trois et cinq niveaux à structure NPC. La modélisation est l'une des étapes essentielles pour la conception d'une commande, elle consiste à trouver le modèle mathématique décrivant le fonctionnement de système à commander.

II.2. Les stratégies de commande des onduleurs

Les commandes en pleine onde se divisent en deux :

- 120° onde décalée ;
- 180° pleine onde.
- Commande avec MLI.

II.2.1. Les commandes en pleine onde

II.2.1.1. La commande 120° (onde décalée)

Dans ce cas **Figure (II.1)** la commande de fermeture d'un interrupteur ne coïncide plus avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur le même bras, on parle dans ce cas d'un onduleur de type 120° [26].

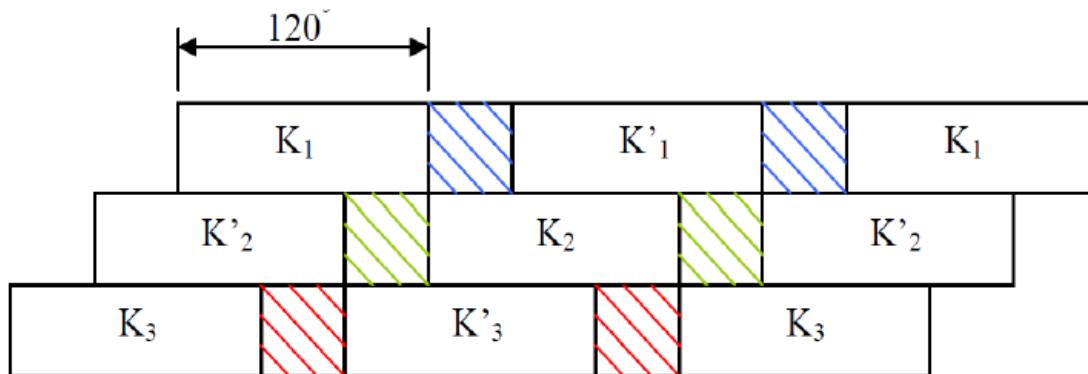


Figure II.1 Commande 120° [26].

a. La commande 180° (plein onde)

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur le même bras, on parle dans ce cas, d'un onduleur de type 180° **Figure (II.2)** Pour le premier bras de l'onduleur, l'interrupteur K₁ est fermé pendant une demi-période (180°), et K'₁ est fermé pendant l'autre demi de la période. Pour les deux autres bras de l'onduleur, on applique la même procédure, mais avec un décalage de $2\pi/3$ et $4\pi/3$ par rapport au premier bras [26].

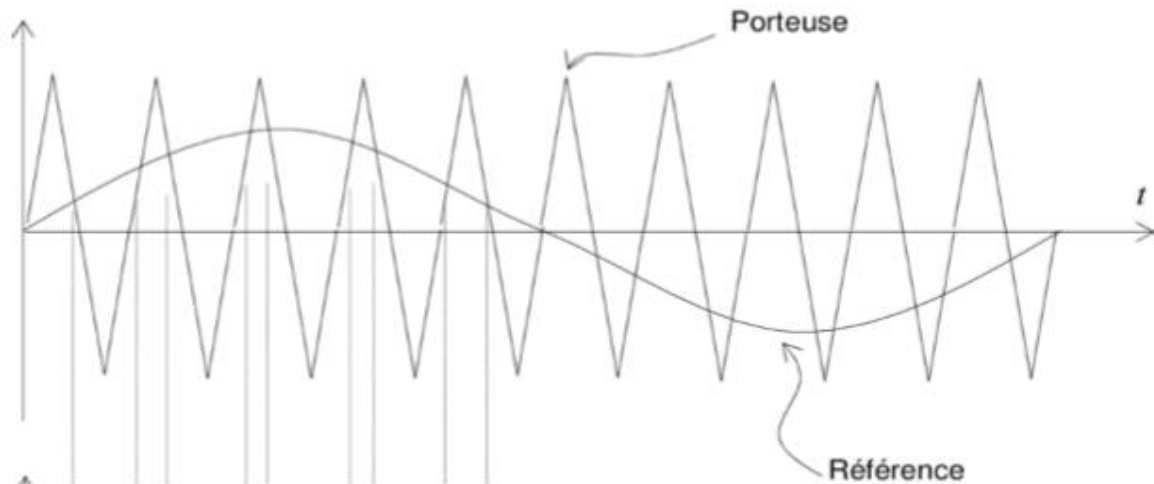


Figure II.3 Commande 120°Principe de la modulation [20].

II.5.Caractéristique de la modulation de largeur d’impulsion (MLI)

Les paramètres essentiels de la MLI sont

- La fréquence de la modulation : F_p
- L’indice de modulation : $M = \frac{F_p}{F_R}$ ou F_R est la fréquence de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension R :

$$R = \frac{A_R}{A_P}$$

Avec

A_R : Amplitude de la référence.

A_P : Amplitude de la porteuse.

La modulation montre que plus « M » est grand et plus la neutralisation des harmoniques est efficace, d’autre part on cherche à obtenir une valeur de r la plus élevée possible.

- La modulation est dite synchrone si « M » est un nombre entier cela conduit à une Tension de sortie « U’ » qui se reproduit identiquement à elle-même tous les $T = \frac{1}{F}$.
- Dans certains cas la modulation est asynchrone, notamment quand à fréquence de modulation F_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence.
- Pour le choix de « M », on doit tenir compte des pertes supplémentaires pendant les commutations d’un état à l’autre. Ces pertes croissent lorsque la fréquence de modulation augmente

- On ne pourra jamais fonctionner avec un rapport de réglage égal à « 1 », car il faut toujours laisser une durée suffisante aux intervalles de conduction et de blocage des interrupteurs d'un même bras.
- Le schéma synoptique de la commande par modulation triangulaire- sinusoïdale triphasé est donné par la **Figure II.4 [27]**.

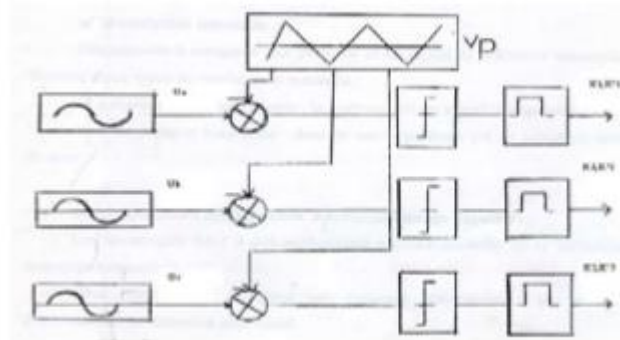


Figure II.4 Schéma synoptique de la commande en MLI (triphase) [27].

II.6. Différentes techniques de modulation de largeur d'impulsions

II.6.1. MLI simple

Dans la technique MLI simple on utilise seulement une seule impulsion par demi-cycle ou la largeur de cette impulsion fait varier l'amplitude de la tension à la sortie de l'onduleur. Dans cette méthode on compare un signal de référence d'amplitude A_R , avec un signal d'onde porteuse triangulaire d'amplitude A_P . La figure ci-dessous montre la génération des signaux de commande et de sortie d'un onduleur monophasé à pont complet utilisant la modulation MLI simple. La fréquence du signal de référence est celle de la fondamentale de la tension de sortie. En variant, de 0 à A_P , la largeur d'impulsion δ peut varier de 0 à 180°.

La relation $\frac{A_R}{A_P}$ est la variable de contrôle et s'appelle "index de modulation d'amplitude" de la tension de sortie [28].

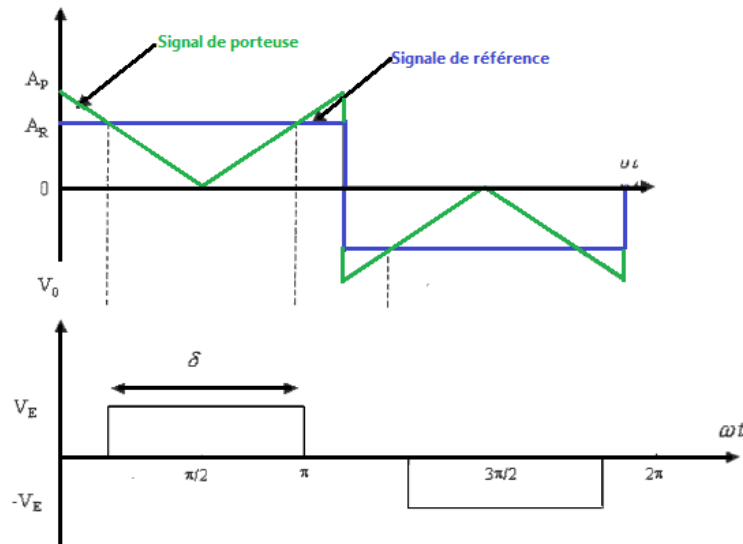


Figure II.5 MLI d'une simple impulsion [28].

II.6.2.MLI Régulière

Les techniques MLI à échantillonnage régulier dérivent de la technique triangulo-sinusoidale. Elle consiste donc à comparer une porteuse triangulaire à une version discrétisée de la référence. On distingue :

- 1) Technique à échantillonnage régulier symétrique.
- 2) Technique à échantillonnage régulier asymétrique.
- 3) Technique à échantillonnage régulier modifier [14].

II.6.3.La modulation linéaire multiple

Dans cette technique on compare une porteuse triangulaire avec un signal de référence linéaire. L'onde de sortie est sous la forme d'un train d'impulsion en créneaux de largeurs égales (**Figure II.4**) Si l'indice de modulation est égal à un, on obtient la modulation singulière, dans laquelle le signal de sortie est formé d'une seule impulsion par demi-période [16].

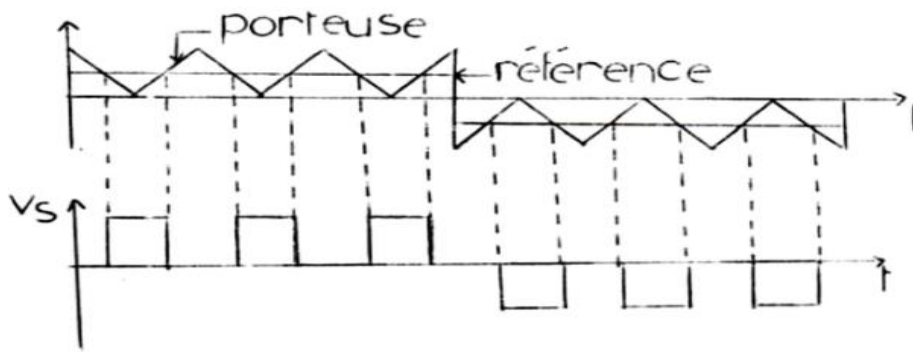


Figure II.6 La modulation sinusoïdale modifiée [16].

II.6.4.MLI sinusoïdale modifiée

Selon la caractéristique de la MLI sinusoïdale, les largeurs des impulsions s'approchent de l'amplitude maximale de l'onde sinusoïdale pour ne pas changer significativement avec la variation de l'indice de modulation.

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.

Le nombre d'impulsions a sur une demi-période de 60° est normalement lié au rapport de fréquence dans le cas d'un onduleur triphasé par: $\frac{F_C}{F_A} = 6q + 3$ [29].

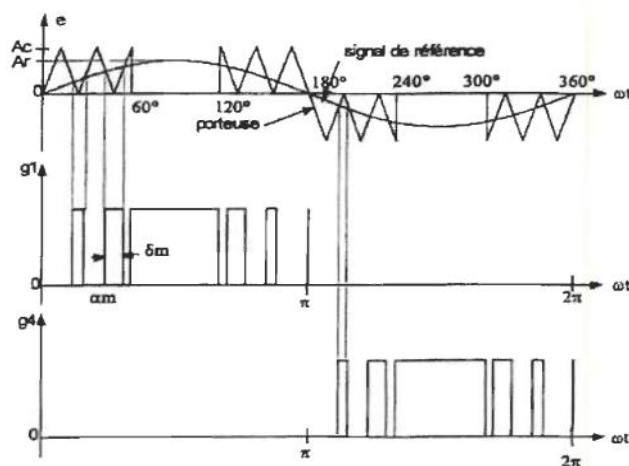


Figure II.7.MLI sinusoïdale modifiée [29]

II.6.5.Lamodulation vectorielle (SVPWM)

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe. Son objectif est de générer des tensions aussi proches que possible d'une référence $V_{\text{réf}}$ que l'on fixe [30].

L'objectif de la modulation vectorielle est la détermination des portions de temps (durée de commutation) qui doivent être alloués à chaque vecteur de tension durant une période d'échantillonnage elle sera appliquée sur un onduleur triphasé. Les principes fondamentaux de la modulation vectorielle :

- Les tensions de référence sont les tensions simples désirées.
- Les tensions de référence sont échantillonnées à l'intervalle régulier.
- Tous les interrupteurs d'un même demi- pont ont un état identique aux centres et aux extrémités de la période.
- Chacun des bras de l'onduleur va réaliser une impulsion de tension dont la largeur est calculée de tels sorts que les valeurs moyens des tensions simples aux borne de la charge soient égales aux valeurs des tensions de référence à l'instant d'échantillonnage.
- La modulation est synchronisée sur les trois phases de l'onduleur [31].

La commande de la MLI vectorielle est adaptée pour les convertisseurs multi-niveaux comme une technique qui synthétise les tensions de sortie du convertisseur. Cette technique de commande est basée sur une transformation des variables triphasées dans un système plus simple à deux coordonnées, généralement appelée le système (α, β) . La technique SVPWM a été utilisée pour simplifier la complexité du modèle mathématique. En outre, le SVPWM peut exécuter la possibilité d'un meilleur rejet harmonique que la technique MLI sinusoïdale [32].

II.6.5.1.Principe de base de la MLI vectorielle sur un onduleur à deux niveaux

Le schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasée de tension à deux niveaux est donné par la **figure II.8**. On considère que les interrupteurs sont idéaux et présentent deux états possibles: fermé **1** ou ouvert **0**.

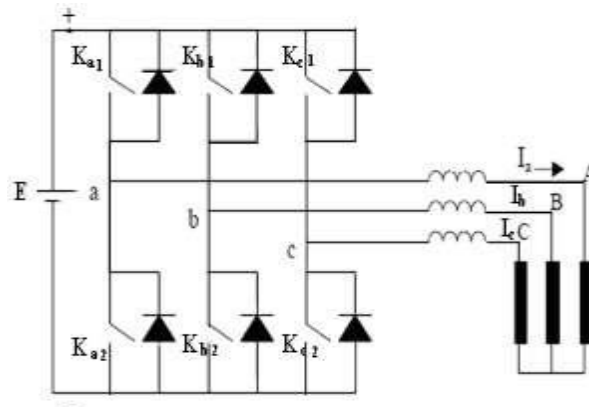


Figure II.8. Topologie d'un onduleur triphasée à deux niveaux de tension [30].

On considère que les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Ainsi, on a besoin de trois signaux logiques (C_a , C_b et C_c) pour commander les six interrupteurs formant l'onduleur. Toutefois, dans la pratique il faut prévoir un délai entre les deux signaux pour ne pas court-circuiter la source E . Lorsque le signal logique est à **1**, l'un des interrupteurs K_{i1} est fermé, alors que, s'il est à **0** c'est l'un des interrupteurs K_{i2} qui est fermé ($i = a, b, c$) [30].

Il y a huit topologies de commutation qui sont montrées sur la figure (3.3). Six topologies à états de commutation non zéro produisent les tensions de sortie non nulles et les deux topologies restantes à états de commutation zéro produisent la tension de sortie nulle **figure II.9** [33].

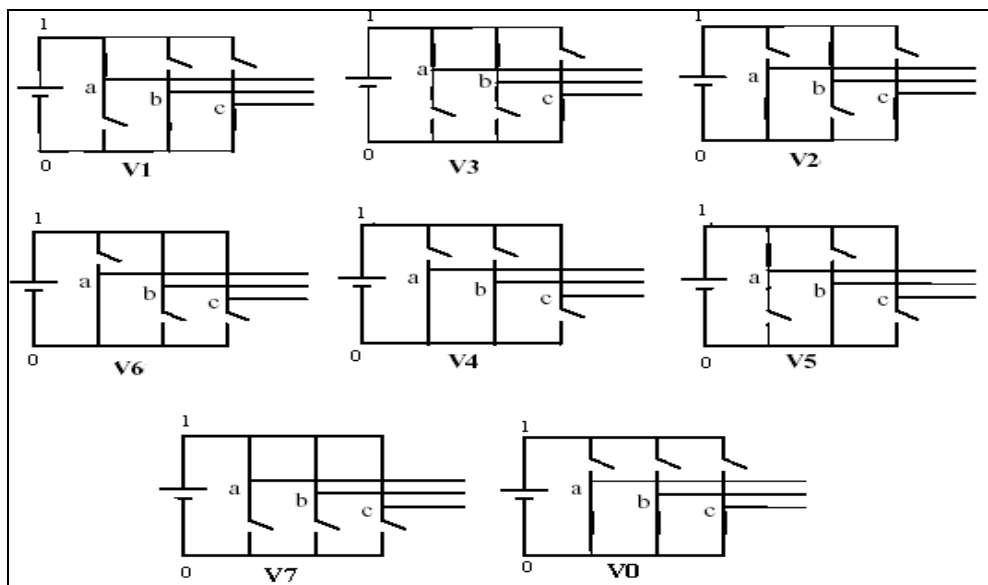


Figure II.9 Huit topologies des états de commutation d'un onduleur de tension [33].

II.6.5.2.Représentation vectorielle

On résume ce que déjà cité dans la partie précédente concernant les valeurs des tensions simples et composées pour chaque circuit dans le tableau suivant [33] :

Tableau II.1: Valeurs des tensions.

Vecteur d'état de commutation	c	b	a	F ₃	F ₂	F ₁	(xV _s)					
							V _a	V _b	V _c	V _{ab}	V _{bc}	V _{ca}
V ₀	0	0	0	-1	-1	-1	0	0	0	0	0	0
V ₁	0	0	1	-1	-1	1	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
V ₂	0	1	0	-1	1	-1	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
V ₃	0	1	1	-1	1	1	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
V ₄	1	0	0	1	-1	-1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
V ₅	1	0	1	1	-1	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
V ₆	1	1	0	1	1	-1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
V ₇	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0

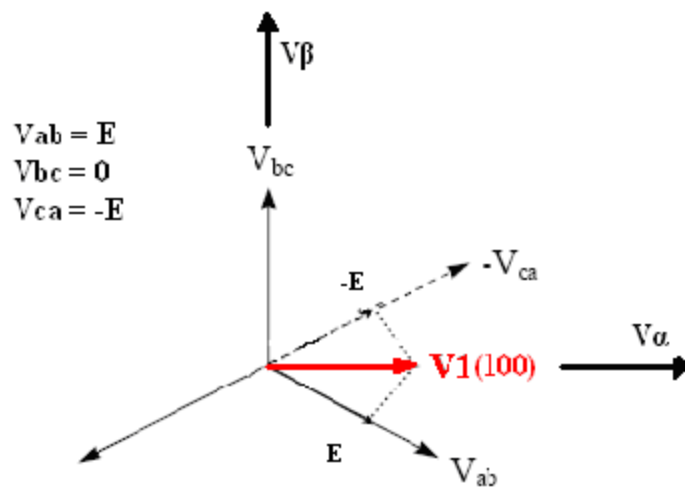


Figure II.10. Représentation du vecteur V₁ dans le plan (α, β) [32].

La même méthode à suivre pour les autres topologies, les six vecteurs différents de zéro de tension (V₁ à V₆) sont représentés sur les positions montrées dans la **figure (II.11)**.

Les têtes de ces vecteurs forment un hexagone régulier (ligne pointillée dans la **figure (II.11)** Nous définissons la surface limitée par deux vecteurs adjacents dans l'hexagone, comme secteur. Ainsi, il y a six secteurs numérotés de (A à F) [32].

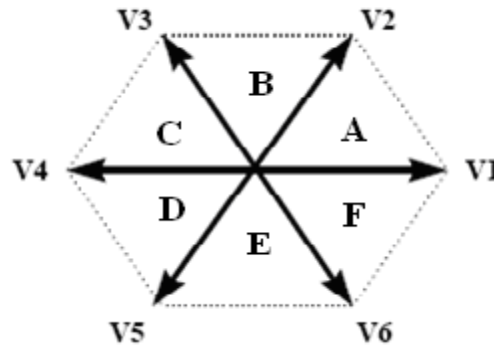


Figure II.11 Représentation des vecteurs de tension différents de zéro dans le plan (α, β) .

Les deux vecteurs nuls V_0 (000) et V_7 (111) sont représentés par un point (centre du repère précédent O) [33].

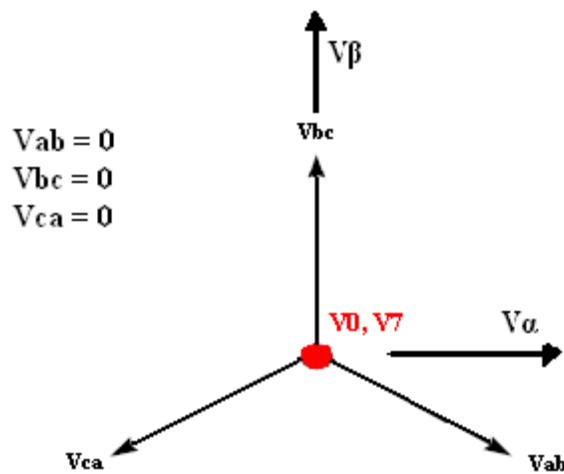


Figure II.12 Représentation des vecteurs de tension nulle dans le plan (α, β) [32]

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, appliquons la transformation triphasée/biphasée en respectant le transfert de puissance (transformation de Concordia) [32] :

$$\begin{bmatrix} V_{S\alpha} \\ V_{S\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 1})$$

II.7. Modélisation et simulation de l'onduleur triphasé

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasé équilibrée [32].

- ✓ Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge: V_a, V_b, V_c .
- ✓ Tension entre le point milieu « i » de chaque bras de l'onduleur et le point neutre «O» de l'alimentation continue de l'onduleur: V_{ao}, V_{bo}, V_{co} .
- ✓ Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

II.7.1. Modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_i ($i=1, 2, 3, 4, 5, 6$) [34].

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{si } T_i \text{ est fermé, } T_i \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert, } T_i \text{ est fermé} \end{cases}$$

Ainsi les tensions

$$V_{AB1} = V'_{A1} - V'_{B1} = U(F_1 - F_2) \quad (\text{II-2})$$

$$V_{BC1} = V'_{B1} - V'_{C1} = U(F_2 - F_1) \quad (\text{II-3})$$

$$V_{CA1} = V'_{C1} - V'_{A1} = U(F_3 - F_1) \quad (\text{II-4})$$

Dans l'hypothèse on a les tensions $V'_A V'_B V'_C$ forment un system de tension triphasée équilibrée alors :

$$V'_{b1} = \frac{U}{3}(2F_2 - F_1 - F_3) \quad (\text{II-5})$$

$$V'_{c1} = \frac{U}{3}(2F_3 - F_1 - F_2) \quad (\text{II-6})$$

$$V'_{A1} = \frac{U}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \quad (\text{II-7})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V'_{A1} \\ V'_{B1} \\ V'_{C1} \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

II.7.2.Modélisation d'ondeur triphasé à trois niveaux

La figure suivante montre le schéma de l'ondeur triphasé à trois niveaux de type NPC.

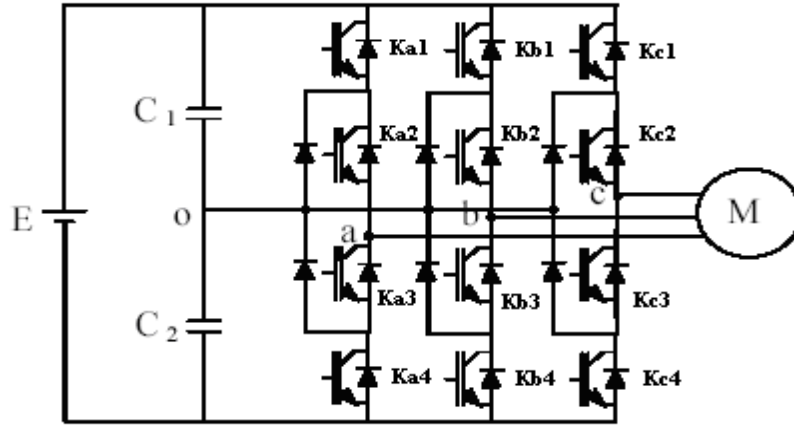


Figure II.13. Onduleur triphasé à trois niveaux NPC [34].

II.7.2.1.Les potentiels V_{i0}

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'ondeur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu O, s'expriment comme suit :

$$V_{ao} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot \frac{E}{2}$$

$$V_{bo} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot \frac{E}{2} \quad (\text{II-9})$$

$$V_{co} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot \frac{E}{2}$$

Pour l'ondeur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexions des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$F_{11}^h = F_{11} \cdot F_{12} \qquad F_{21}^h = F_{21} \cdot F_{22} \qquad F_{31}^h = F_{31} \cdot F_{32}$$

$$F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \qquad F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \qquad F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34}$$

En traduisant ces fonctions de connexions des demis bras dans le système (II-9) on aboutit à :

$$V_{ao} = F_{11}^h \cdot U_{C1} - F_{10}^b \cdot U_{C2} = (F_{11}^h - F_{10}^b) \cdot \frac{E}{2}$$

$$V_{bo} = F_{21}^h \cdot U_{C1} - F_{20}^b \cdot U_{C2} = (F_{21}^h - F_{20}^b) \cdot \frac{E}{2} \quad (\text{II-10})$$

$$V_{co} = F_{31}^h \cdot U_{C1} - F_{30}^b \cdot U_{C2} = (F_{31}^h - F_{30}^b) \cdot \frac{E}{2}$$

II.7.2.2. Tensions de sorties

Le système d'équation (II-10) nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux qui s'expriment en fonction des deux tensions d'entrées U_{C1} et U_{C2} .

On peut considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux et chaque bras de l'un de ces onduleurs sera un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux. Dans ces conditions, nous pourrions définir le modèle liant les fonctions des demi-bras et les tensions aux bornes de la charge V_a, V_b, V_c . [34]

II.7.2.3. Tensions composées

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} - V_{bo} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) \cdot U_{C1} - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_{C2} \\ V_{bc} &= V_{bo} - V_{co} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) \cdot U_{C1} - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_{C2} \quad \text{(II-11)} \\ V_{ca} &= V_{co} - V_{ao} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) \cdot U_{C1} - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_{C2} \end{aligned}$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = \frac{E}{2}$ le système (II-11) devient :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= [(F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24})] \cdot \frac{E}{2} \\ V_{bc} &= [(F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34})] \cdot \frac{E}{2} \quad \text{(II-12)} \\ V_{ca} &= [(F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14})] \cdot \frac{E}{2} \end{aligned}$$

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_{11}^h - F_{10}^b \\ F_{21}^h - F_{20}^b \\ F_{31}^h - F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot \frac{E}{2} \quad \text{(II-13)}$$

II.7.2.4. Tensions simples

Les tensions simples de sorties de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des neuds (A, B et C) par rapport au point neutre N par la relation suivante :

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

$$V_a = (2V_{ao} - V_{bo} - V_{co})/3 \quad \text{(II-14)}$$

$$V_b = (-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co})/3 \quad \text{(II-15)}$$

$$V_c = (2V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co})/3 \quad \text{(II-16)}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \frac{E}{2} \quad \text{(II-17)}$$

II.7.3.Modélisation d'ondeur triphasé à cinq niveaux

La figure suivante montre le schéma de l'ondeur triphasé à cinq niveaux de type NPC.

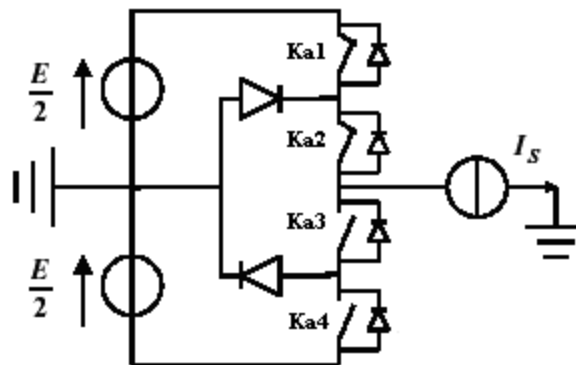


Figure II.14. Onduleur triphasé à cinq niveaux NPC [34]

II.7.3.1.Fonction de connexion des interrupteurs

On associe une fonction à F_{ks} chaque interrupteur, qui décrit son état fermé ou ouvert [16] :

$$F_{ks} = \begin{cases} +1 & \text{si l'interrepteur } B_{ks} \text{ est fermé,} \\ 0 & \text{si l'interrepteur } B_{ks} \text{ est ouvert,} \end{cases} \quad \text{(II-18)}$$

II.7.3.2. Commande complémentaire

En utilisant la commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K5} \\ F_{K2} = 1 - F_{K6} \\ F_{K3} = 1 - F_{K7} \\ F_{K4} = 1 - F_{K8} \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

II.7.3.3. Fonction de connexion du demi-bras

On définit pour l'onduleur à cinq niveaux une fonction logique de connexion du demi-bras

notée F_{Km}^b

k Indice du bras (k = 1, 2, 3).

$$m = \begin{cases} b \text{ pour le demi - bras du bas} \\ h \text{ pour le demi - bras du haut} \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

Les fonctions de connexion des trois demi-bras s'expriment comme suites :

$$\begin{cases} F_1^h = F_{11} \cdot F_{12} + F_{13} \cdot F_{14} \\ F_1^b = F_{15} \cdot F_{16} + F_{17} \cdot F_{18} \end{cases}$$

$$\begin{cases} F_2^h = F_{21} \cdot F_{22} + F_{23} \cdot F_{24} \\ F_2^b = F_{25} \cdot F_{26} + F_{27} \cdot F_{28} \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

$$\begin{cases} F_3^h = F_{31} \cdot F_{32} + F_{33} \cdot F_{34} \\ F_3^b = F_{35} \cdot F_{36} + F_{37} \cdot F_{38} \end{cases}$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs parallèles du bras k sont liées par les équations suivantes :

$$\begin{cases} F_{k7}^b = F_{K1} F_{K2} (1 - F_{K3}) \\ F_{k8}^b = F_{K4} F_{K5} (1 - F_{K6}) \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

II.7.3.4. Modélisation aux valeurs instantanées

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé à cinq niveaux avec une charge triphasé couplée en étoile avec le neutre isolé.

Nous allons tout d'abord définir les notations et les hypothèses que nous avons utilisées [21] :

- Les tensions d'entrée de l'onduleur sont supposées parfaites. Veux dire que ; quel que soit le courant i_k émis par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante ($U_{c1} = U_{c2} = U_{c3} = U_{c4}$)
- Le convertisseur est contrôlable c'est-à-dire que les transitions entre les différentes configurations dépendent que du contrôle externe B_{ki} .
- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant U_{Cj} ($j=1, 2, 3, 4$).
- La charge est triphasée équilibrée, couplée on étoile avec le neutre isolé. D'ou :

$$\begin{cases} i_A + i_B + i_C = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \end{cases} \quad (\text{II-23})$$

Les potentiels des nœuds A, B et C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux NPC par rapport au point milieu (M) s'expriment comme suit :

$$V_{am} = F_{11} \cdot F_{12} (1 - F_{13}) \cdot U_{C1} + F_{11} F_{12} F_{13} (U_{C1} + U_{C2}) - F_{14} F_{15} (1 - F_{16}) U_{C3} - F_{14} F_{15} F_{16} (U_{C3} + U_{C4})$$

$$V_{bm} = F_{21} \cdot F_{22} (1 - F_{23}) \cdot U_{C1} + F_{21} F_{22} F_{23} (U_{C1} + U_{C2}) - F_{24} F_{25} (1 - F_{26}) U_{C3} - F_{24} F_{25} F_{26} (U_{C3} + U_{C4}) \quad (\text{II-24})$$

$$V_{cm} = F_{31} \cdot F_{32} (1 - F_{33}) \cdot U_{C1} + F_{31} F_{32} F_{33} (U_{C1} + U_{C2}) - F_{34} F_{35} (1 - F_{36}) U_{C3} - F_{34} F_{35} F_{36} (U_{C3} + U_{C4})$$

Pour les tensions simples on a :

$$\begin{cases} V_A = V_{AN} = V_{AM} - V_{NM} \\ V_B = V_{BN} = V_{BM} - V_{NM} \\ V_C = V_{CN} = V_{CM} - V_{NM} \end{cases} \quad (\text{II-25})$$

Les équations des mailles du système source – onduleur – charge donnent :

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3V_{NM} \quad (\text{II-26})$$

Avec V_{NM} la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur M et le point neutre de la charge N , et dans le cas où le neutre de la charge est isolé permet d'exprimer :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (\text{II-27})$$

À partir des équations (II-25) et (II-26) on a :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (\text{II-28})$$

En introduisant les fonctions de connexions des demi-bras et des interrupteurs en parallèles, on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + & F_{11}^b \\ F_{27} + & F_{21}^b \\ F_{37} + & F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} & F_{10}^b \\ F_{28} & F_{20}^b \\ F_{38} & F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C4} \quad (\text{II-29})$$

D'après l'équation (II-29), on peut déduire que l'onduleur à cinq niveaux est une mise en série

de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où ($U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = U_C$) la relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + & 2F_{11}^b & -F_{18} & -2F_{10}^b \\ F_{27} + & 2F_{21}^b & -F_{28} & -2F_{20}^b \\ F_{37} + & 2F_{31}^b & -F_{38} & -2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II-30})$$

Les tensions composées s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (\text{II-31})$$

Donc, à partir des fonctions de connexions, ces tensions s'écrivent sous la forme :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + & 2F_{11}^b & -F_{18} & -2F_{10}^b \\ F_{27} + & 2F_{21}^b & -F_{28} & -2F_{20}^b \\ F_{37} + & 2F_{31}^b & -F_{38} & -2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II-32})$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_A = \frac{1}{3}(U_{AB} - U_{CA}) \\ V_{BN} = V_B = \frac{1}{3}(U_{BC} - U_{AB}) \\ V_{CN} = V_C = \frac{1}{3}(U_{CA} - U_{BC}) \end{cases} \quad (\text{II-33})$$

Et donc, en fonctions de connexions sous la forme :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^b & -F_{18} & -2F_{10}^b \\ F_{27} + 2F_{21}^b & -F_{28} & -2F_{20}^b \\ F_{37} + 2F_{31}^b & -F_{38} & -2F_{30}^b \end{bmatrix} U_C \quad (\text{II-34})$$

Les courants d'entrée $i_{d1}, i_{d2}, i_{d3}, i_{d4}, i_{d0}$ de l'onduleur à cinq niveaux sont liés aux courants i_1, i_2, i_3 de la charge par les expressions qui suivent :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (\text{II-35})$$

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (i_{d1} + i_{d2} + i_{d3} + i_{d4}) \Leftrightarrow$$

$$i_{d0} = [(1 - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^b + F_{10}^b)) \cdot i_1 + (1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^b + F_{20}^b)) \cdot i_2 + (1 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^b + F_{30}^b)) \cdot i_3] \quad (\text{II-36})$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, le vecteur d'état est :

$$[U_{C1} U_{C2} U_{C3} U_{C4} i_1 i_2 i_3]^t \quad (\text{II-37})$$

Et ces entrées internes sont :

$$[V_A V_B V_C i_{d1} i_{d2} i_{d3} i_{d4} i_{d0}]^t \quad (\text{II-38})$$

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté, les différentes stratégies de commande de l'onduleur, la commande en pleine onde, la MLI sinusoïdale et la MLI vectorielle.

La MLI vectorielle génère les signaux d'impulsions simultanément avec la rotation du vecteur de référence, par contre la MLI sinusoïdale demande de déterminer les instants de commutations des interrupteurs de chaque bras de l'onduleur séparément. Nous avons présenté aussi la modélisation d'un onduleur à deux, trois et cinq niveaux à structure NPC.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation et simulation de la machine synchrone à aimant permanent. La MSAP est considérée comme une charge électromécanique qu'est alimentée avec un onduleur triphasé, pour visualiser les différentes grandeurs de référence (tensions, courants, flux magnétique, couple et vitesse de rotation).

III.1.Introduction

Pendant les années récentes, le moteur à courant continue est remplacé par le moteur synchrone à aimants permanents dans le milieu industriel. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours posé des grands problèmes qui limitent de plus en plus son utilisation. Toutefois, la fragilité du système balais-collecteur a été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on ait orientée à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient. Le moteur à aimants permanents reste le bon choix dû à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à ses faibles pertes ainsi qu'à son important couple massique, qui le rend mieux adapté aux applications industrielles et donc faciliter les commandes en position ou en vitesse [35][36].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle simple et fiable pour la simulation numérique.

III.2. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

III.2.1.Principe de fonctionnement de la MSAP

Toute machine électrique dans laquelle la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant est appelé machine synchrone. Pour l'obtention d'un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique doit être généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. Cela dit, qu'en mode permanent la position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ceci impose une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [35].

III.3. Constitution de la machine synchrone à aimants permanents



Figure III.1 Le moteur industriel à aimants permanents [37].

III.3.1. Le stator

Représente la partie fixe de la machine **figure III.1** destiné à produire le champ tournant, comporte le circuit magnétique ferromagnétique constituée d'un empilage de tôles en acier au silicium de 0.35 à 0.5 mm, qui accueille dans ces encoches les enroulements statoriques triphasé bobiné en fil de cuivre isolé. Les trois bobines sont disposées de telle façon qu'elles constituent un ensemble triphasé couplé soit en étoile ou en triangle [37].

III.3.2. Le rotor

Représente la partie mobile de la machine formée d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux inducteur [37].

III.4. Les avantages et les inconvénients

La machine synchrone à aimants permanents possède plusieurs avantages et inconvénients par rapport aux autres machines à courant continu, asynchrone, synchrone à excitation électrique.

III.4.1. Les avantage

On cite les avantages suivants

- rendement et facteur de puissance élevés.
- Puissance massique et volumique important.
- Une capacité à fonctionné à haute, voire très haute vitesse.

- Augmentation de la fiabilité.
- Absences des contacts glissants.

III.4.2. Les inconvénients

Comme inconvénients on indique

- Ondulation de couple, coût élevé des aimants, technologie coûteuse, survitesse pénalisante.
- Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants.

III.5. Les domaines d'application de MSAP

Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance [35].

- Les automobiles.
- les équipements de technologie de l'information (DVD driver).
- les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins [36].
- Micro Ventilateur.
- Fraise de dentiste.
- Vélo à assistance.
- Robot industrie [35].

III.6. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent.

Avant d'établir le modèle mathématique nous devons nous imposer quelques hypothèses:

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- Les f.e.m sont à répartition sinusoïdale,
- L'effet de la température sur les résistances est négligeable,
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable,

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

III.6.1. Mise en équation de la MSAP

La figure 2 donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents

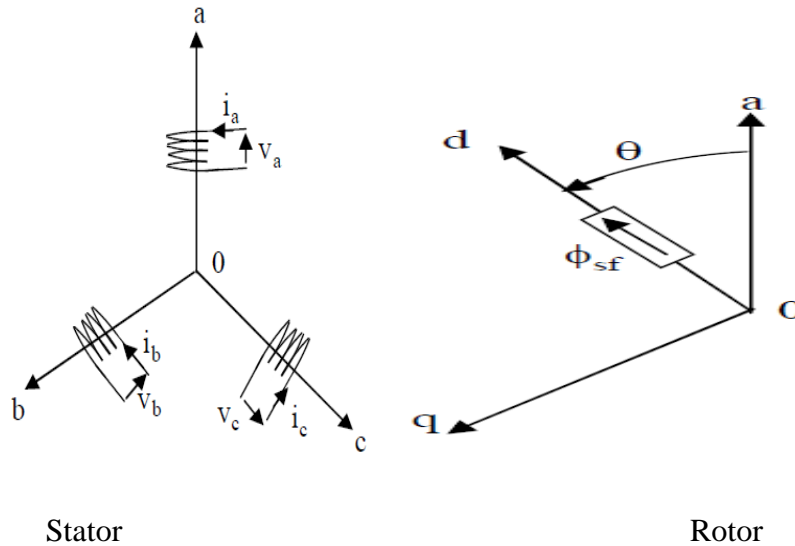


Figure III.2 Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

A partir de la figure 2, nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

- Expression des tensions statoriques

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_s] \quad (\text{III.1})$$

- Expression des flux statoriques

$$[\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [i_s] + [\phi_{sf}] \quad (\text{III.2})$$

Où :

$$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T : \text{Vecteur tensions statoriques}$$

$$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T : \text{Vecteur courants statoriques}$$

$$[\phi_s] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T : \text{Vecteur flux statoriques}$$

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance du stator}$$

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} : \text{Matrice inductance du stator}$$

$[\phi_{sf}] = [\phi_{af} \ \phi_{bf} \ \phi_{cf}]^T$: Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

$$[\phi_{sf}] = \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{(III.3)}$$

θ : Angle de charge (position de rotor) défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt \quad \text{(III.4)}$$

Sachant que : $\omega = p\Omega_r$ (III.5)

ω : Pulsation électrique.

Ω_r : La vitesse de rotor.

p : Nombre de pair de pôle.

a. Equation mécanique

L'application de la 2ème loi de Newton donne l'équation de mouvement [36] :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{j} (C_{em} - C_r - f \cdot \Omega_r) \quad \text{(III.6)}$$

j : Moment d'inertie.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

b. Equation électromagnétique

L'équation de couple électromagnétique est importante pour définir l'équation mécanique et prend la forme suivante :

$$C_{em} = [i_s]^t \left[\frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\phi_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (\text{III.7})$$

III.6.2. La transformation de Park

Le modèle synchrone dans le référentiel (a, b, c) étant fort complexe, et aboutit à des équations différentielles à coefficients variables, le but des transformations matricielles est de le simplifier. Cette simplification réduit l'ordre de système [26].

On définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux. Elle conserve l'invariance de la puissance et est orthogonale. De plus, on fait l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles. La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d,q) est donnée par [37] :

$$[V_{dq0}] = [T][v_{abc}]$$

$$[I_{dq0}] = [T][i_{abc}]$$

$$[\phi_{dq0}] = [T][\phi_{abc}]$$

Tel que :

[T]: est la matrice de *Park* normalisée, définie par :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

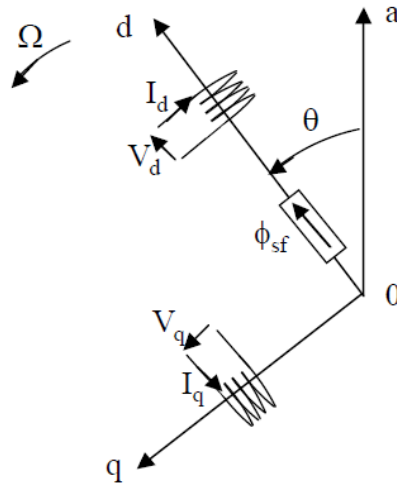


Figure III.3 Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q).

En reportant les transformations dans les expressions des flux et tensions, on obtient :

- Expressions des tensions :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot I_d + \dot{\phi}_d - \omega \cdot \phi_q \\ V_q = R_s \cdot I_q + \dot{\phi}_q + \omega \cdot \phi_d \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

- Expressions des flux :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d \cdot I_d + \phi_{sf} \\ \phi_q = L_q \cdot I_q + \omega \cdot \phi_d \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

ϕ_{sf} : flux total dû aux aimants et qui se ferme sur le stator.

Le couple électromagnétique dans le référentiel (d,q) est donné par l'expression suivante:

$$C_e = p \cdot [(L_d - L_q) I_d \cdot I_q + \phi_{sf} \cdot I_q] \quad (\text{III.11})$$

Equation mécanique :

$$j \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega = C_e - C_r \quad (\text{III.12})$$

j : Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m²).

f : Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

C_r : Couple résistant (N.m).

Ω : Vitesse mécanique (rad/s).

III.7.Simulation de la MSAP

Les résultats de simulation présentés pour une machine en démarrage direct, alimentée par le réseau (220V et 50Hz). Un démarrage à vide est effectué jusqu'à l'instant $t= 1s$, et après on va charger la machine par un couple résistant $Cr = 2 \text{ N.m}$ jusqu'à l'instant $t= 2s$. Vous trouverez les paramètres de la MSAP dans la partie annexe.

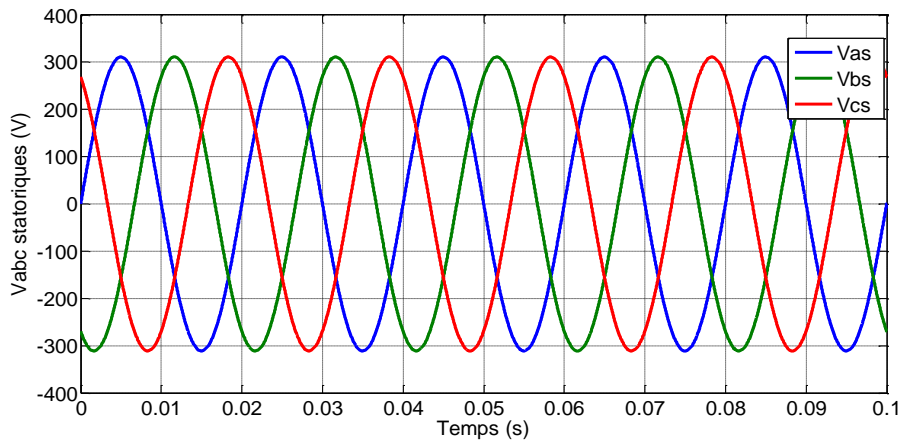


Figure III.4 Les tensions du réseau (220V/50Hz)

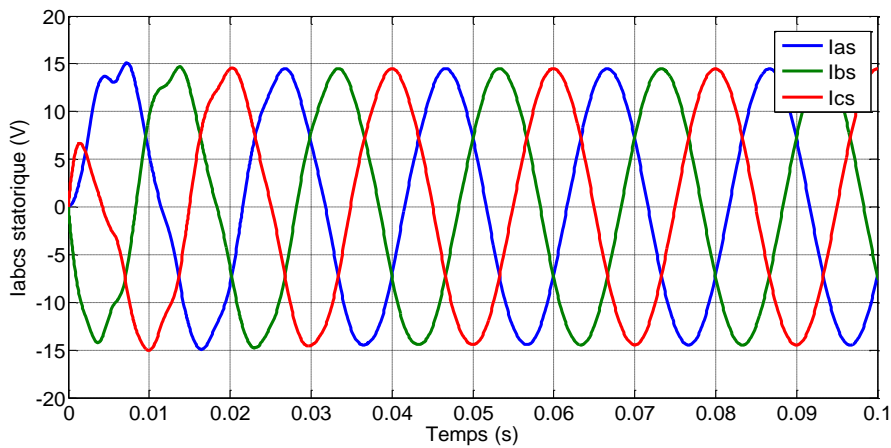


Figure III.5 Les courants statoriques de la MSAP

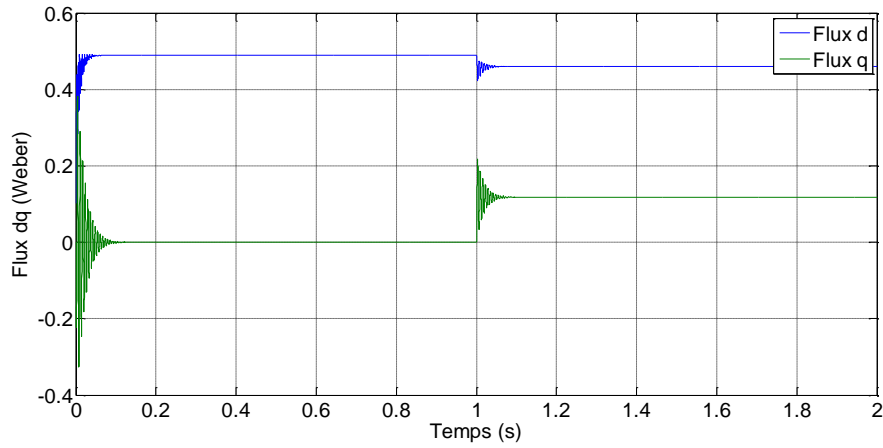


Figure III.6 Le flux magnétique de la MSAP

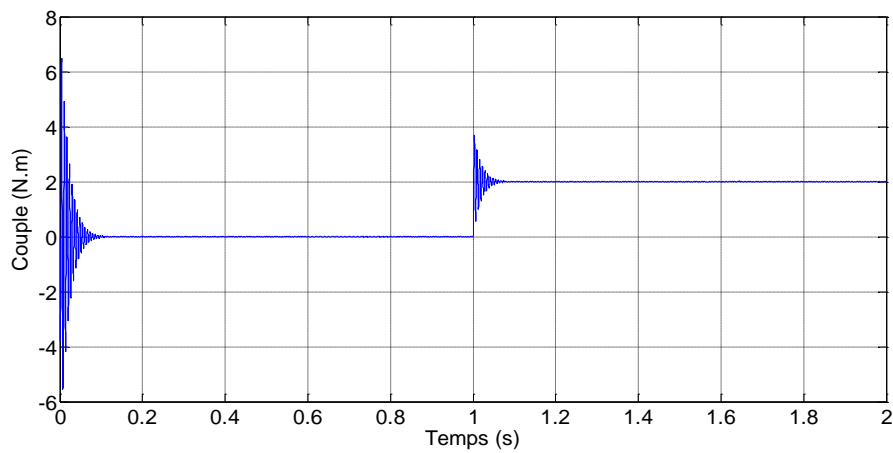


Figure III.7 Le couple électromagnétique de la MSAP

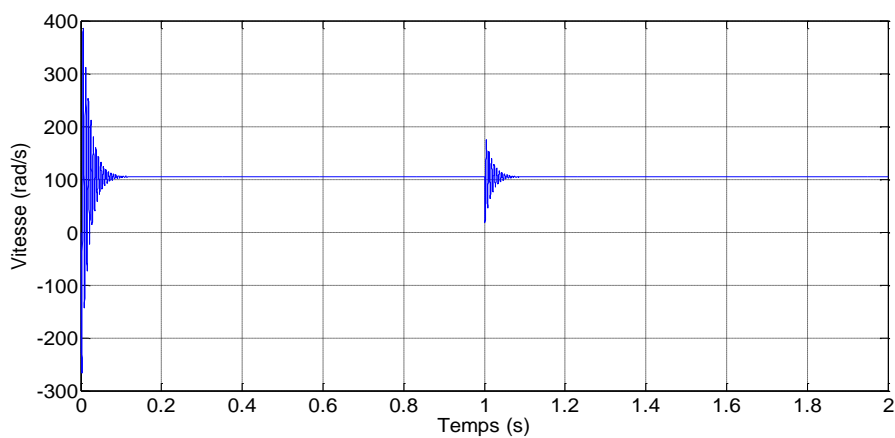


Figure III.8 La vitesse de rotation de la MSAP

Interprétation

Les figures au-dessus représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine synchrone, à savoir les courants, les composantes directes et en quadratures du flux statoriques, le couple électromagnétique et la vitesse.

En fonctionnement à vide de la MSAP, on note un appel excessif du courant lors de la mise sous tension du moteur en régime transitoire qui se stabilise pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

La vitesse oscille dans le régime transitoire jusqu'à se stabilise au régime permanent à une valeur fixe. La durée de mise en vitesse (environs 0.1 s) est déterminée par l'inertie totale autour de l'arbre de rotation, le moteur n'étant pas chargé, la vitesse atteinte est égale (104 rad/s).

On note les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension. A la fin de la phase de démarrage, le couple s'annule puisque le moteur n'est pas chargé.

En charge, une perturbation du couple ($C_r = 2 \text{ N.m}$), est appliquée à l'arbre de la machine (à l'instant $t = 1 \text{ s}$). Le couple électromagnétique se stabilise finalement à la valeur du couple de charge. Selon l'équation du couple électromagnétique sa forme est dérivée de la forme du flux en quadrature ϕ_q .

III.8. Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines d'application, avantages et inconvénients, ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de la MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de simplifier le système pour faciliter l'étude.

Le chapitre suivant sera consacré à des tests de simulation de l'association onduleur triphasé/MSAP, pour les différentes topologies et techniques de commande.

IV.1.Introduction

En ingénierie, la simulation est un moyen efficace et économique couramment utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes. Actuellement, plusieurs outils de simulation, parmi lesquels MATLAB/SIMULINK, sont utilisés dans l'industrie et dans les milieux universitaires [30].

Dans ce chapitre, on va simuler l'onduleur de tension à deux, à trois et à cinq niveaux de type NPC commandé par la technique MLI sinusoïdale et la technique MLI vectorielle, ainsi que la commande en pleine onde.

Pour montrer l'avantage des onduleurs mentionnés précédemment, une simulation est élaborée sous *MATLAB/SIMULINK* pour différentes topologies et technique de commande qui sont testés sur une machine synchrone à aimant permanent MSAP.

IV.2.Association de la MSAP par un onduleur triphasé à 2 niveaux

Dans ce qui est fait au-dessous l'alimentation de la machine se fait à travers un réseau de tension alternative équilibrée. Pour cela nous avons provoqué un couple de charge à l'instant $t = 1s$ de valeur $C_r = 2$ N.m. Vous trouverez les paramètres de l'onduleur dans la partie annexe.

IV.2.1. Commandé par la stratégie 180°

Pour la commande 180°, le tableau suivant montre les instants de fermetures pour chaque transistor. Rappelons que, chaque transistor conduit le courant pendant 180° (ou bien 0.01s).

Tableau IV.1 Les intervalles de conduction des transistors

Transistors	T1	T2	T3	T4	T5	T6
Instants de fermeture (s)	0	0.0033	0.0066	0.01	0.0133	0.0166
Intervalle de fonctionnement pour onde 180°	<i>50% par rapport la période 360°</i>					

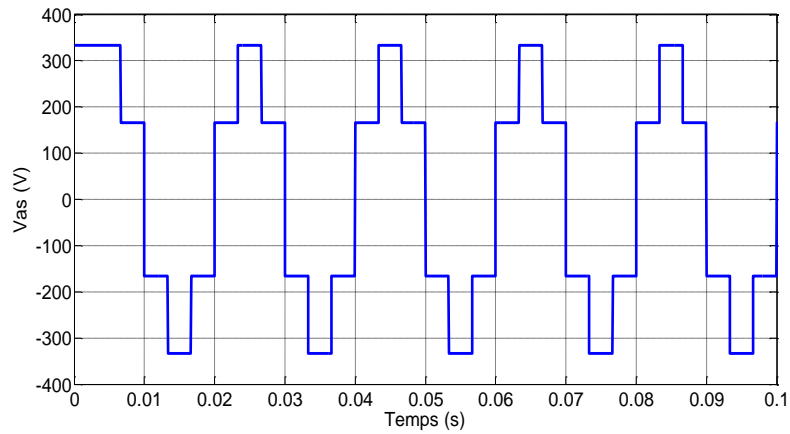


Figure IV.1 La tension simple V_{as}

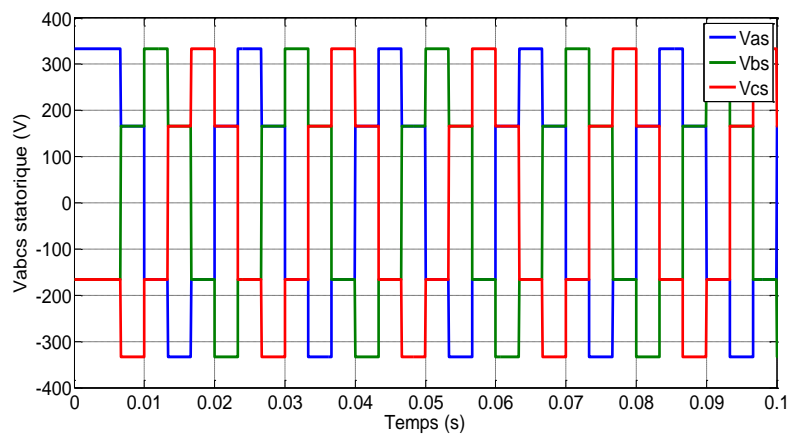


Figure IV.2 Système triphasé de tensions V_{abc}

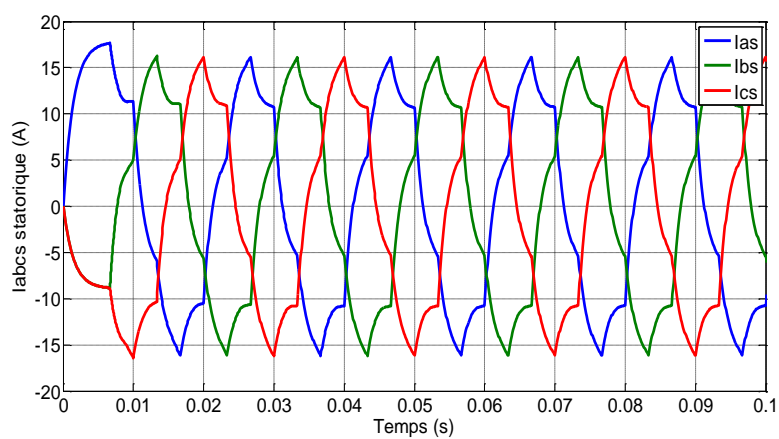


Figure IV.3 Les courants statoriques I_{abc}

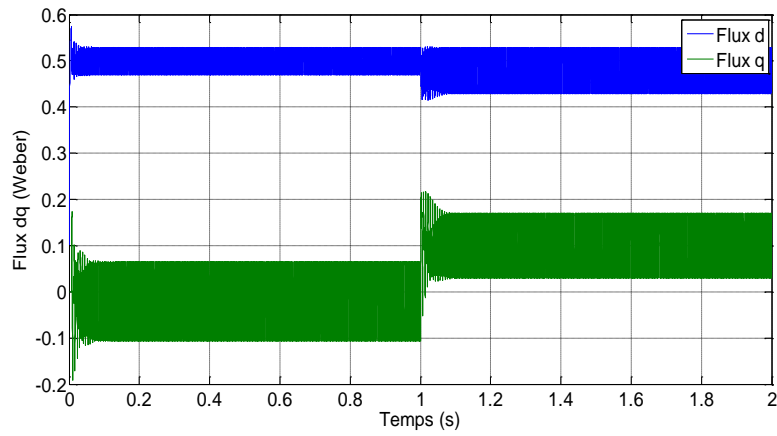


Figure IV.4 Le flux magnétique

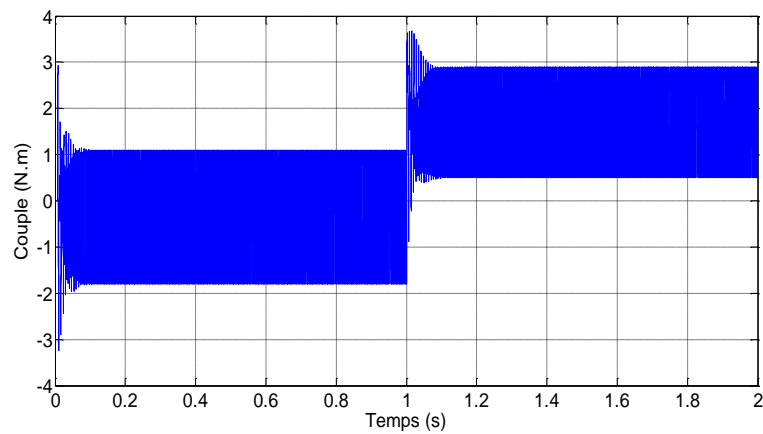


Figure IV.5 Le couple électromagnétique

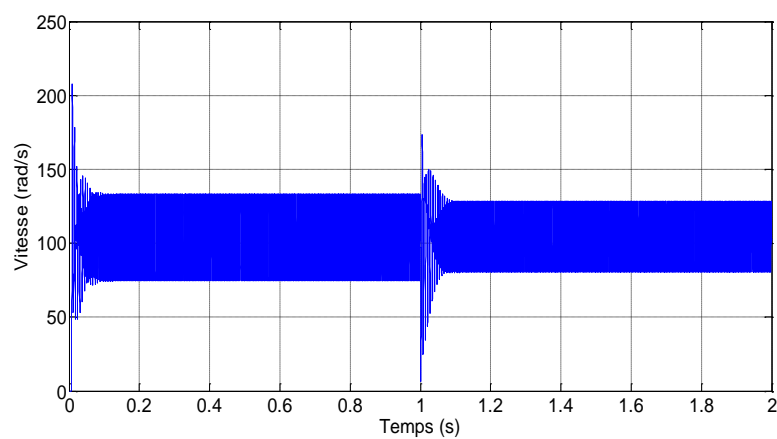


Figure IV.6 la vitesse de rotation

IV.2.2. Commandé par la stratégie 120°

Pour la commande 120° (onde décalée), le tableau suivant montre les instants de fermetures pour chaque transistor :

Tableau IV.2 Les intervalles de conduction des transistors

Transistors	T1	T2	T3	T4	T5	T6
Instants de fermeture (s)	0	0.0033	0.0066	0.01	0.0133	0.0166
Intervalle de fonctionnement pour onde 120°	<i>33.33% par rapport la période 360°</i>					

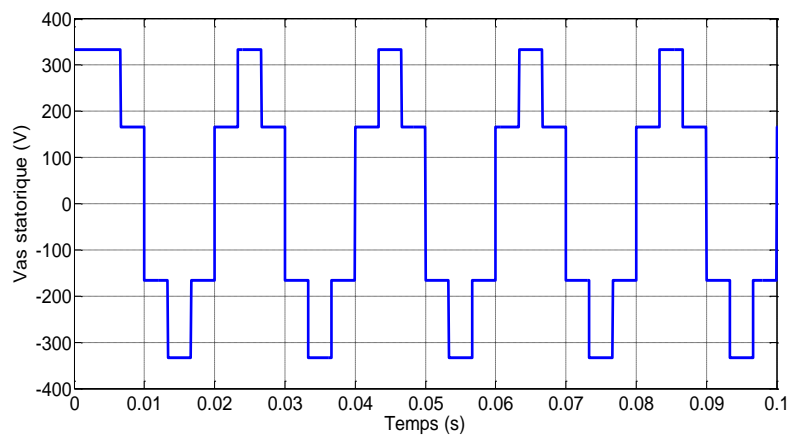


Figure IV.7 La tension simple Vas

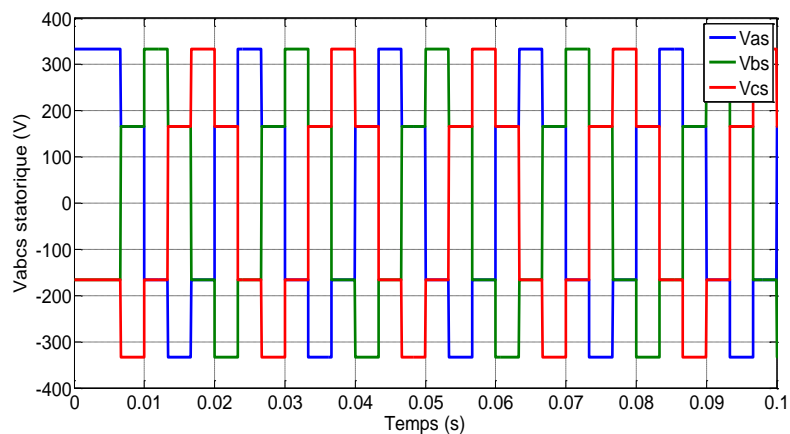


Figure IV.8 Système triphasé de tensions V_{abc}

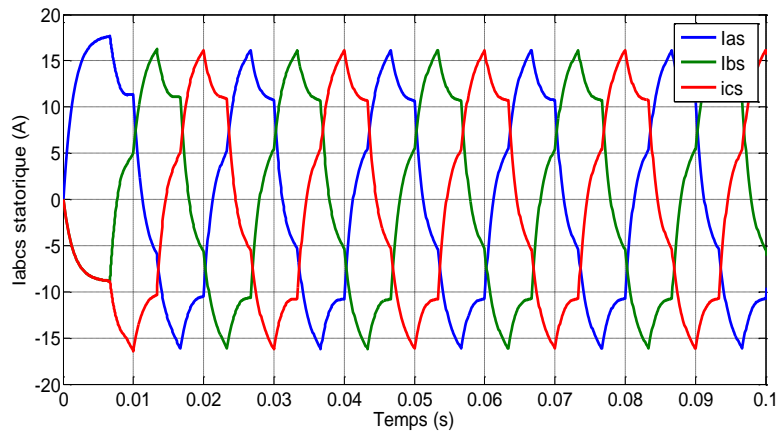


Figure IV.9 Les courants statoriques I_{abc}

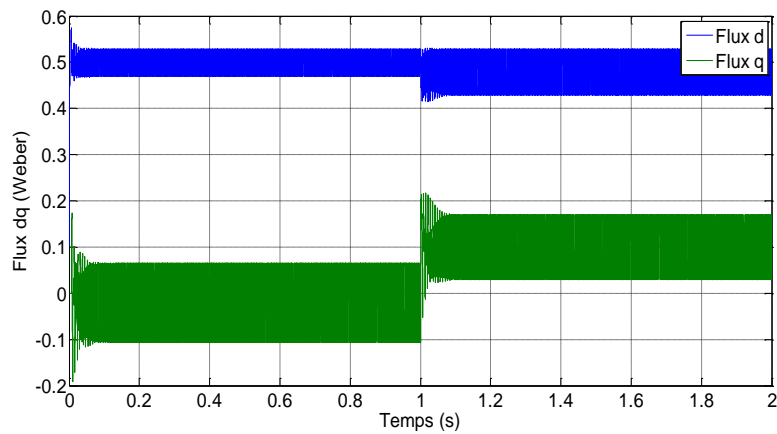


Figure IV.10 Le flux magnétique

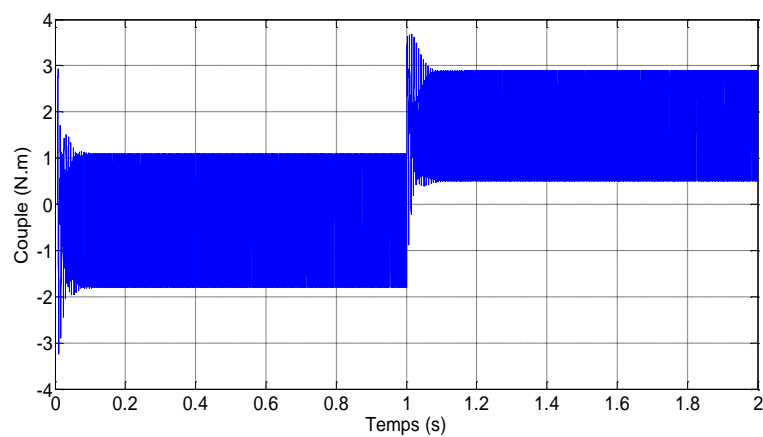


Figure IV.11 Le couple électromagnétique

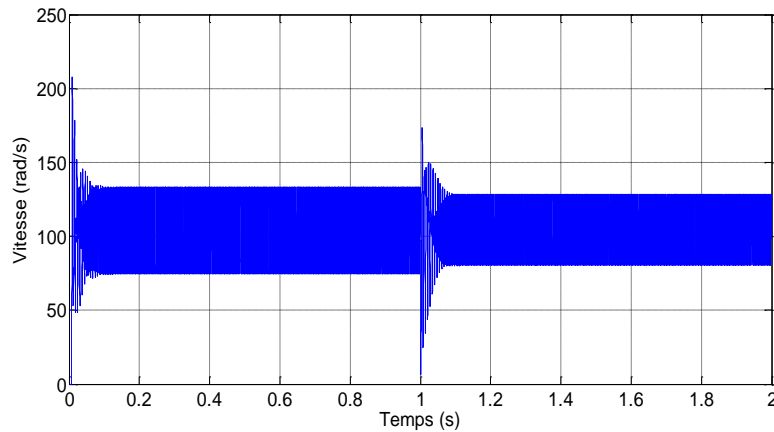


Figure IV.12 La vitesse de rotation

Interprétations

- Les figures au-dessus représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine synchrone, à savoir les courants, les composantes directes et en quadratures du flux statoriques, le couple électromagnétique et la vitesse.
- Pour cette stratégie de commande, on remarque que la tension simple V_{as} , à la sortie de l'onduleur, n'est pas sous une forme sinusoïdale, elle est sous forme d'escalier. Elle est comprise entre $[-333.33 \text{ } +333.33]$ (v), sa période est de 0.02 (s) alors sa fréquence est de $1/0.02 = 50$ (Hz).
- L'onde du courant statorique n'est pas sinusoïdale aussi, elle est très riche en harmoniques, sa valeur est ondulé entre (16A) et (-16A) d'environ. Cette ondulation affecte le fonctionnement de la machine, elle est due aux harmoniques provenant de la nature non-linéaire de l'onduleur.
- L'analyse de l'allure de la vitesse montre que durant la phase où la machine fonctionne à vide ($t=1s$), la vitesse oscille autour de sa valeur de synchronisme entre [75 et 135] (rad/s), avec un accroissement très rapide.
- Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente au démarrage des valeurs très excessives ce qui implique une très grande demande de courant, le régime permanent aussi présente des ondulations de couple provoquent un bruit acoustique et des vibrations. A partir de $t=1s$ une perturbation de couple de charge est appliquée provoquant une légère diminution de la vitesse en tant qu'on ne dépasse pas le couple de décrochage. Le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette oscillation avec une réponse quasi instantanée, avant que se stabiliser à la valeur du couple résistant.

IV.2.3. Commandé par la stratégie MLI sinusoïdale

Dans cette section, nous avons simulé l'onduleur triphasé à deux niveaux commandé par la modulation sinusoïdale. On prend les valeurs de l'indice de modulation suivantes ($M=15, 45$ et 99), c.-à-d., pour chaque test de simulation, on augmente la fréquence de modulation selon les valeurs suivantes ($750, 2250$ et 4950 Hz).

a. Pour $M=15$

La figure suivante montre le principe de cette stratégie. Cette dernière est basée sur la comparaison d'une onde de référence sinusoïdale à une fréquence de 50 Hz, avec une onde porteuse qu'est triangulaire à une fréquence de 750 Hz. A pour objectif, de commuter chaque transistor 15 fois pendant la période électrique (0.02 s).

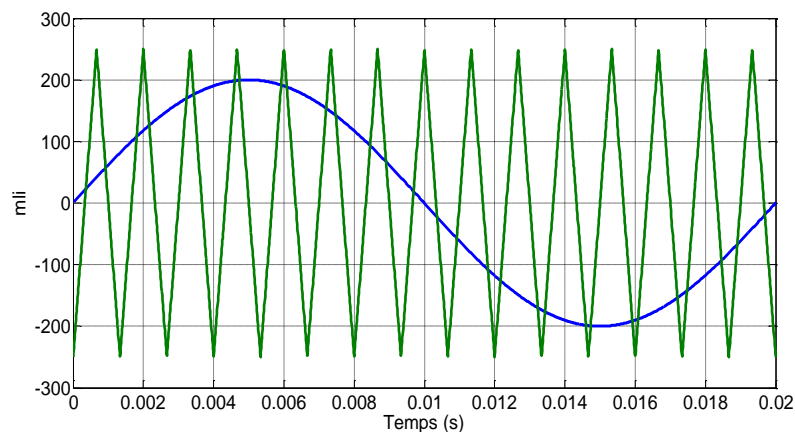


Figure IV.13 Principe de la MLI sinusoïdale pour $M=15$

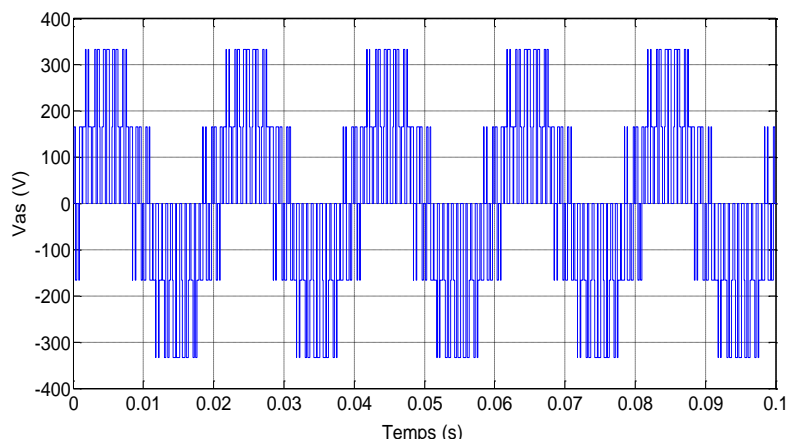


Figure IV.14 La tension simple V_{as}

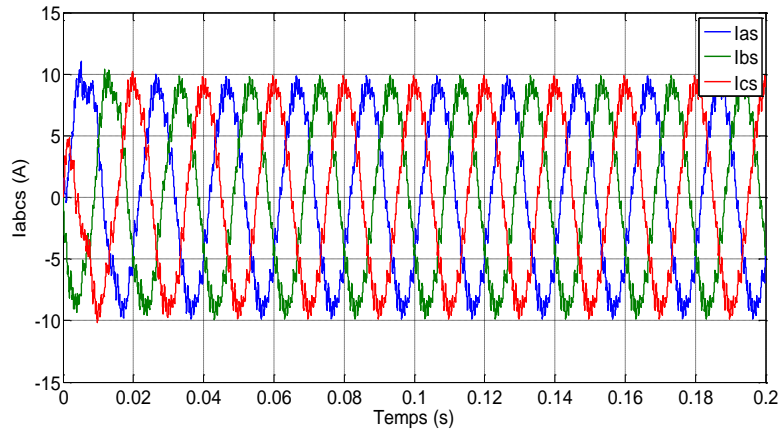


Figure IV.15 Les courants statoriques I_{abc}

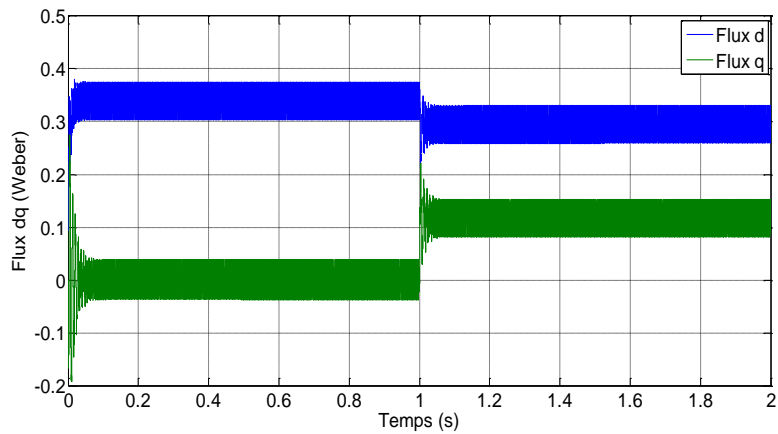


Figure IV.16 Le flux magnétique

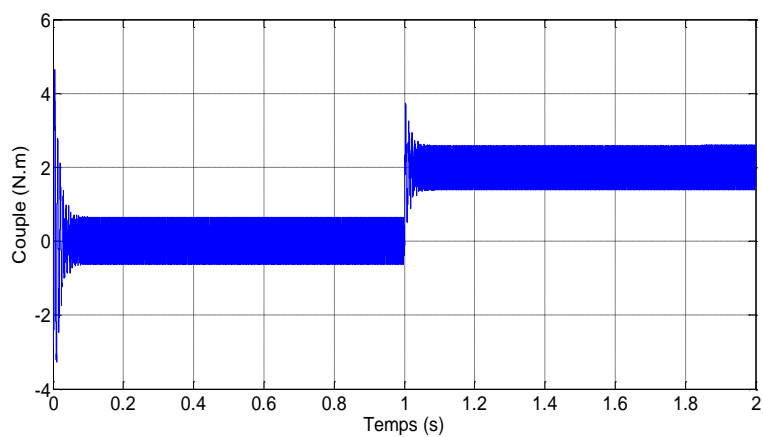


Figure IV.17 Le couple électromagnétique

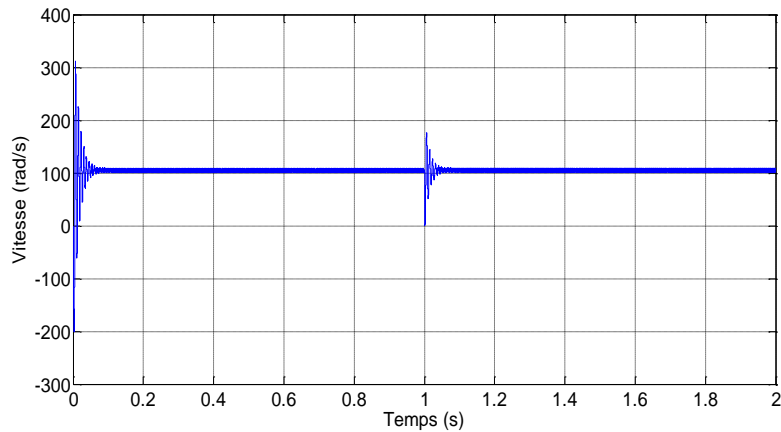


Figure IV.18 La vitesse de rotation

b. Pour $M=45$

La figure suivante montre le principe de cette stratégie. Cette dernière est basée sur la comparaison d'une onde de référence sinusoïdale à une fréquence de 50 Hz, avec une onde porteuse qui est triangulaire à une fréquence de 2250Hz. A pour objectif, de commuter chaque transistor 45 fois pendant la période électrique (0.02s).

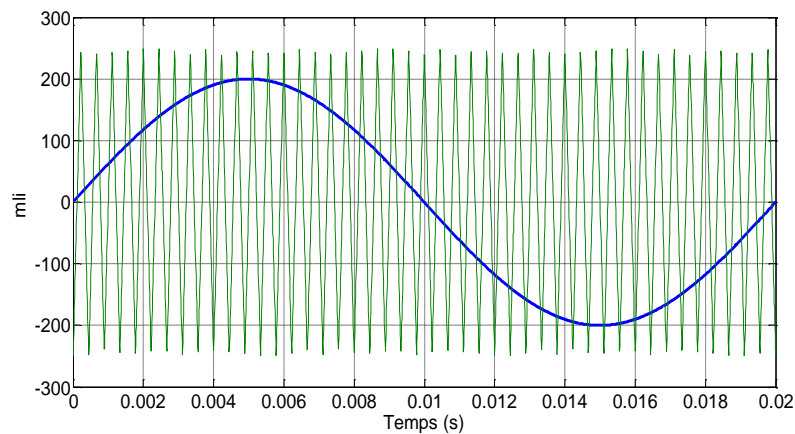


Figure IV.19 Principe de la MLI sinusoïdale pour $M=45$

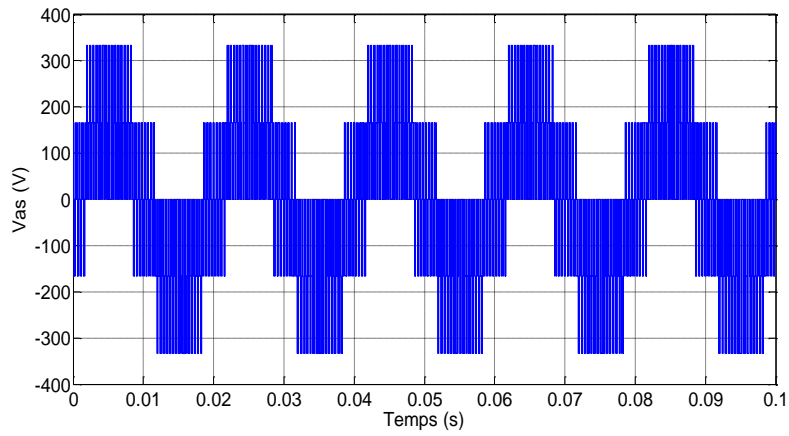


Figure IV.20 La tension simple V_{as}

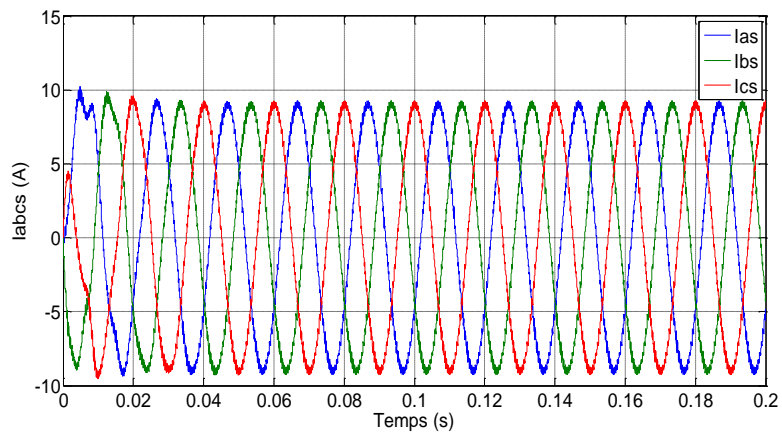


Figure IV.21 Les courants statoriques I_{abc}

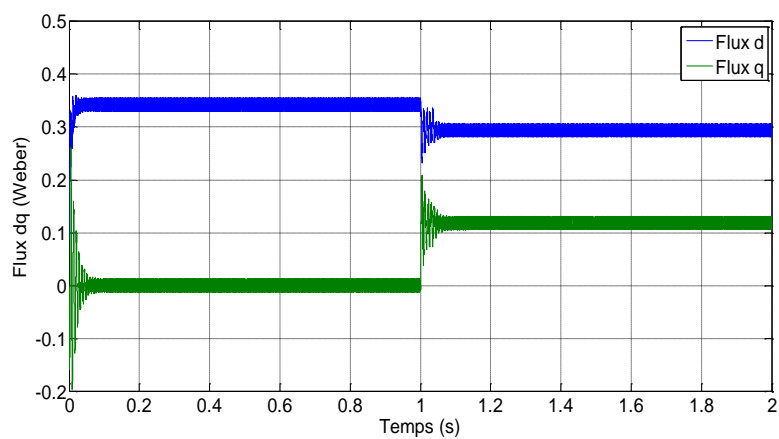


Figure IV.22 Le flux magnétique

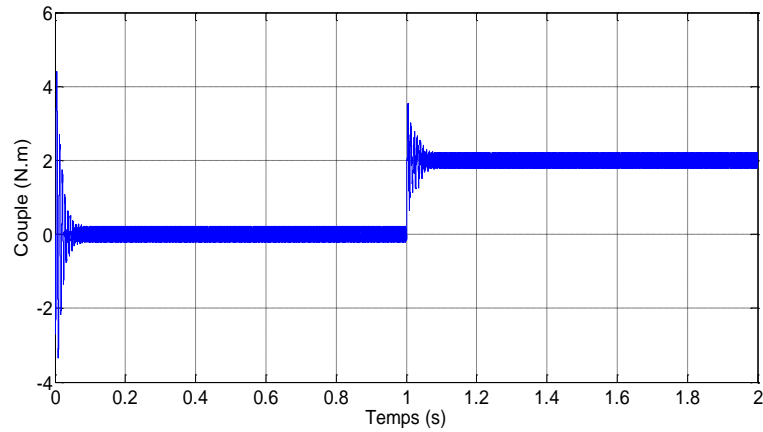


Figure IV.23 Le couple électromagnétique

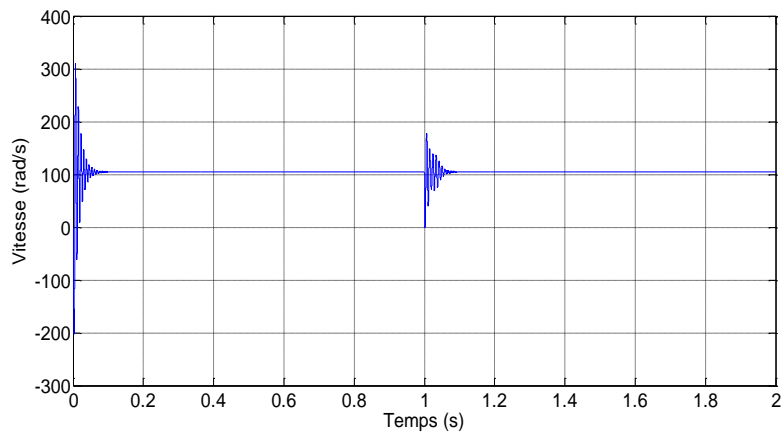


Figure IV.24 La vitesse de rotation

c. Pour $M=99$

La figure suivante montre le principe de cette stratégie. Cette dernière est basée sur la comparaison d'une onde de référence sinusoïdale à une fréquence de 50 Hz, avec une onde porteuse qu'est triangulaire à une fréquence de 4950Hz. A pour objectif, de commuter chaque transistor 99 fois pendant la période électrique (0.02s).

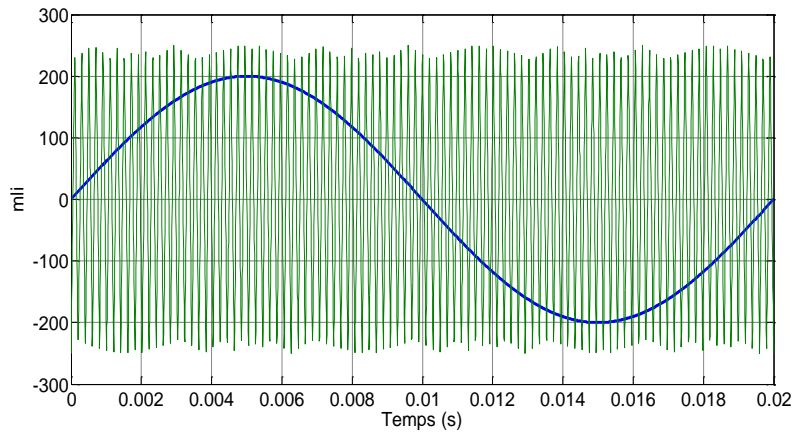


Figure IV.25 Principe de la MLI sinusoidale pour M=99

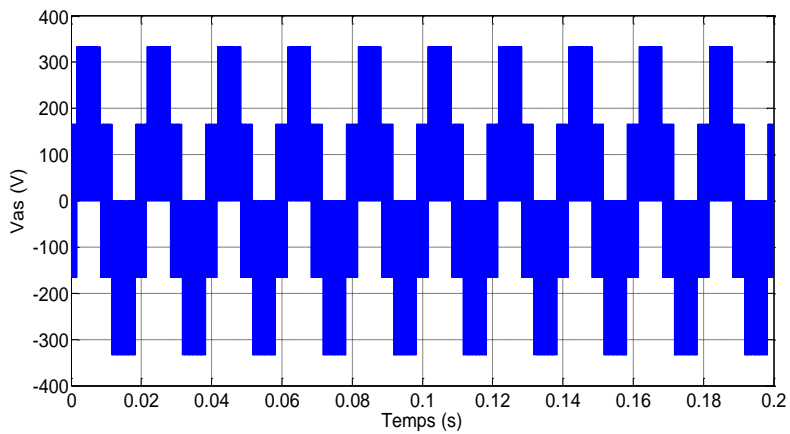


Figure IV.26 La tension simple V_{as}

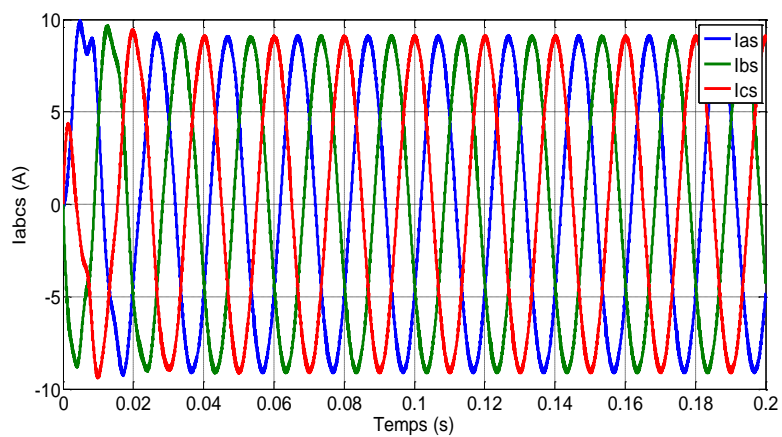


Figure IV.27 les courants statoriques I_{abc}

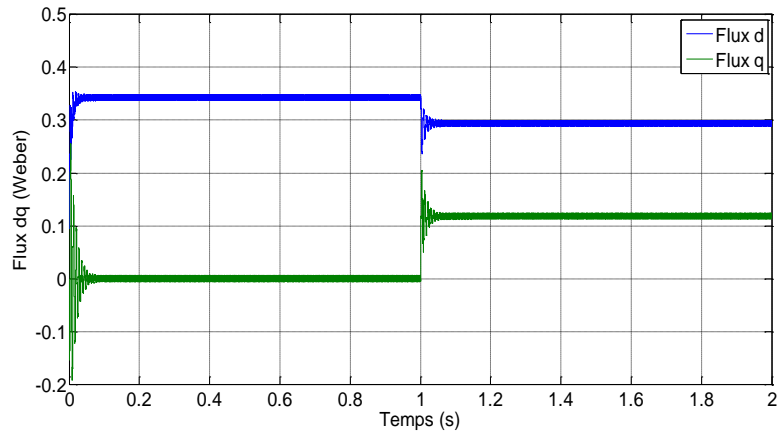


Figure IV.28 Le flux magnétique

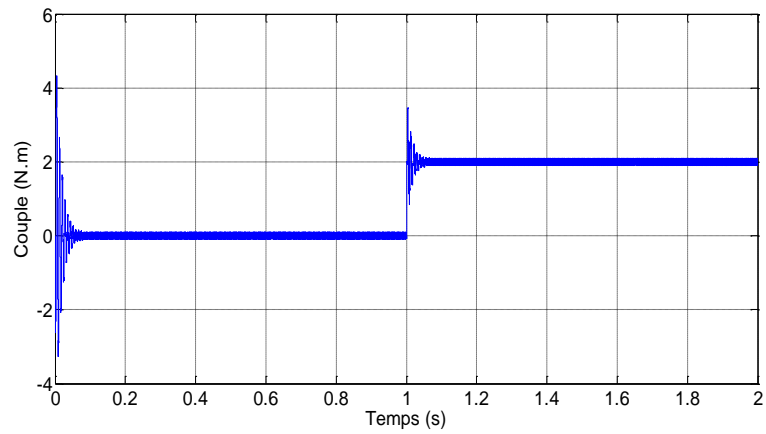


Figure IV.29 Le couple électromagnétique

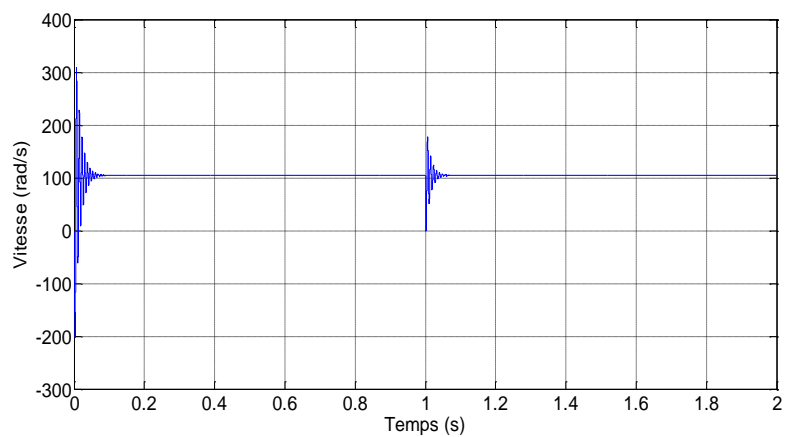


Figure IV.30 La vitesse de rotation

Interprétations

Les figures au-dessus représentent les différents résultats obtenus pour un onduleur à deux niveaux commandés par la MLI sinusoïdale. Lorsqu'on augmente l'indice de modulation M , on remarque que:

- La tension simple V_{as} , à la sortie de l'onduleur, n'est pas sous une forme sinusoïdale, elle est toujours sous une forme d'escalier. La surface de cette onde est condensée à cause de l'existence de plusieurs commutations par période. En générale, le système de tensions obtenu est un système parfaitement alternative et équilibré. La valeur de la tension est comprise entre $[-333.33 +333.33]$ (v), sa période est de 0.02 (s) alors sa fréquence est de $1/0.02 = 50$ (Hz).
- L'onde du courant statorique est plus proche de la sinusoïde, mais toujours elle contient des harmoniques, sa valeur est ondulé entre (9A) et (-9A) d'environ. En générale, on peut dire que la qualité de l'énergie est meilleure par rapport à celle obtenue avec la commande en pleine onde. Le tableau (IV.3) montre les différentes valeurs du taux d'harmoniques THD du courant obtenues pour $M=15, 45$ et 99.
- Une grande stabilité du moteur, pour l'allure de la vitesse et du couple, avec moins oscillations et d'ondulations, que ce soit pour le fonctionnement à vide ou en charge. La valeur de la vitesse oscille autour de 104 (rad/s), et la valeur du couple oscille aussi autour de la valeur du couple résistant.

On peut conclure qu'avec l'indice de modulation $M=99$, les résultats sont meilleurs par rapport autres indices ($M=15$ et 45).

IV.3.Association de la MSAP par un onduleur triphasé à trois niveaux

IV.3.1. Commandé par la stratégie MLI sinusoïdale

Dans cette section, nous avons simulé l'onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC commandé par la MLI sinusoïdale (dite aussi MLI sinusoïdale à double triangles). L'idée de base est de comparer une onde de référence sinusoïdale avec deux ondes triangulaires, afin de générer tous les impulsions de commande. Donc pour un onduleur un N_{Niveaux} on a l'équation suivante :

$$N_{\text{Porteuses}} = N_{\text{Niveaux}} - 1$$

On prend les valeurs de l'indice de modulation suivantes ($M=15, 45$ et 99).

a. Pour $M=15$

La figure suivante montre le principe de cette stratégie.

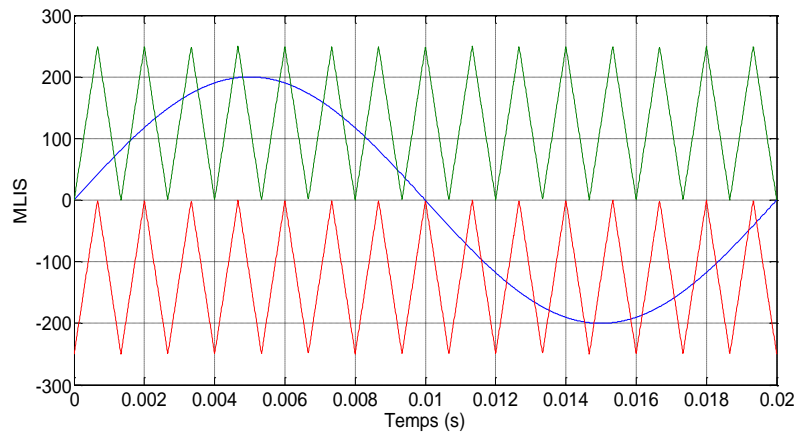


Figure IV.31 Principe de la MLI sinusoïdale double triangle pour $M=15$

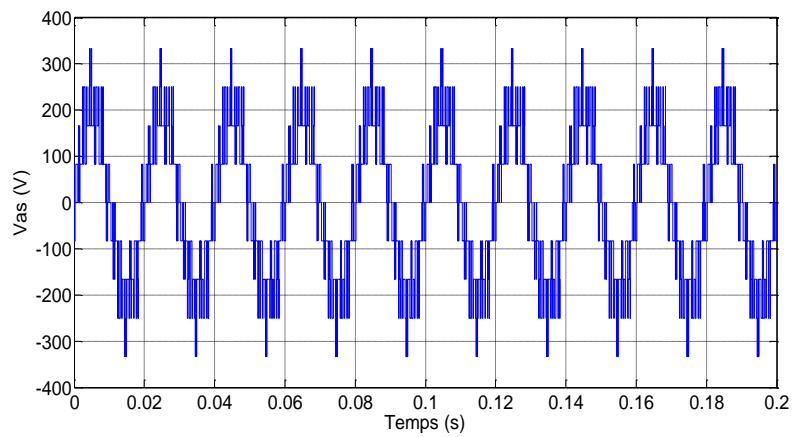


Figure IV.32 La tension simple V_{as}

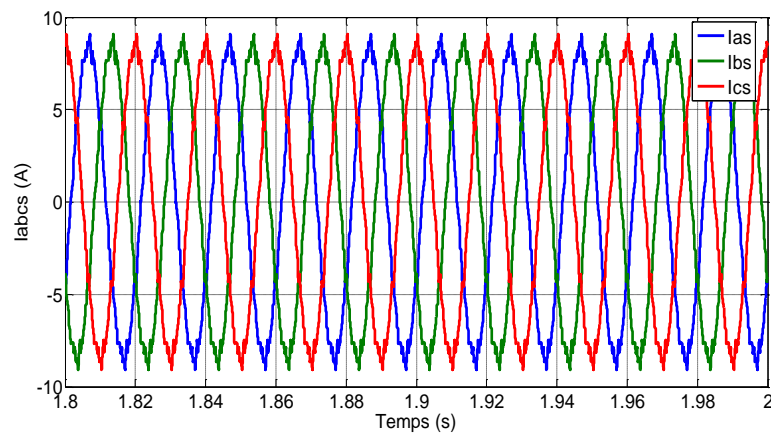


Figure IV.33 les courants statoriques I_{abc}

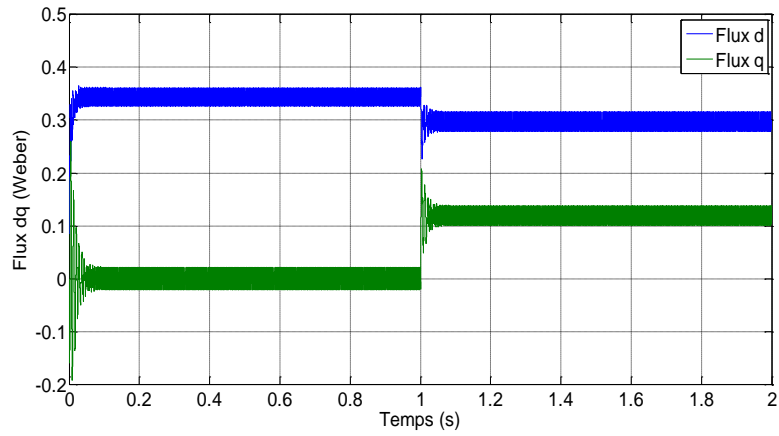


Figure IV.34 Le flux magnétique

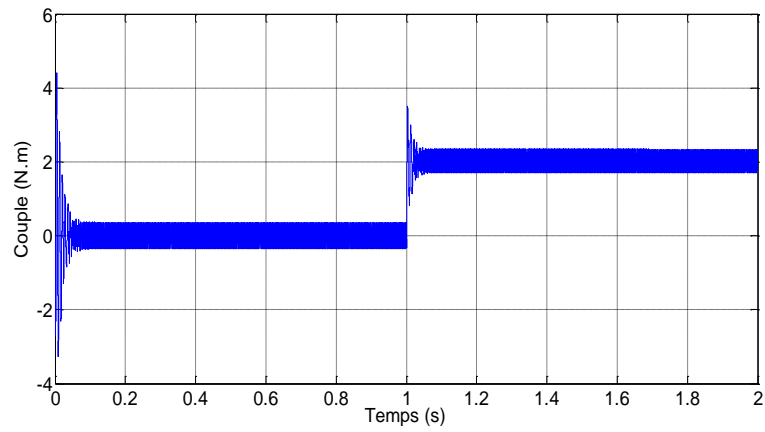


Figure IV.35 Le couple électromagnétique

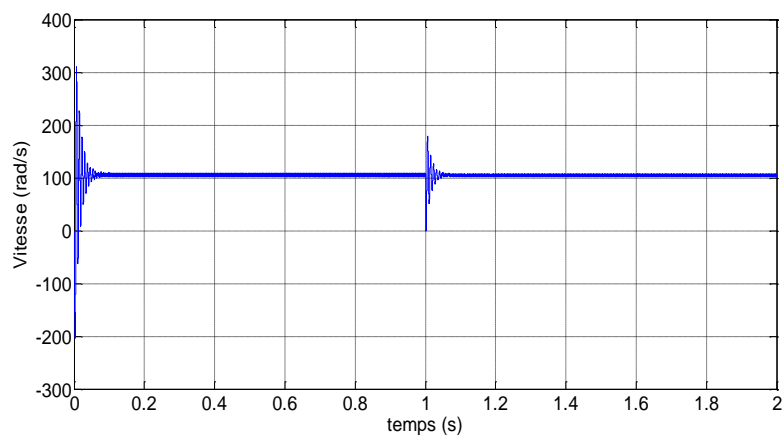


Figure IV.36 La vitesse de rotation

b. Pour $M=45$

La figure suivante montre le principe de cette stratégie.

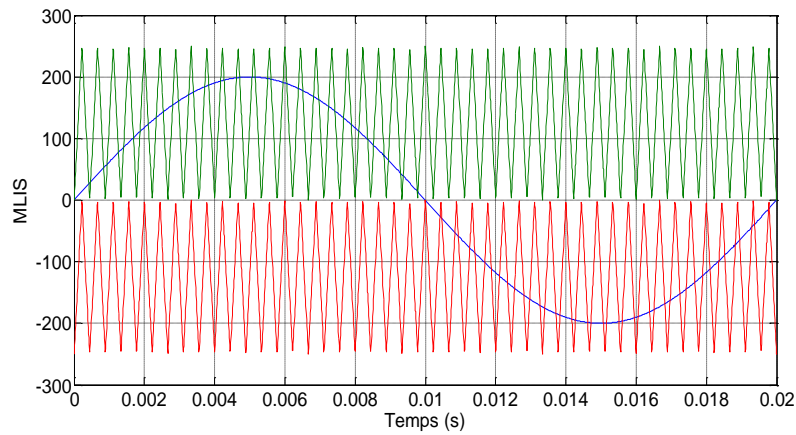


Figure IV.37 Principe de la MLI sinusoïdale double triangle pour $M=45$

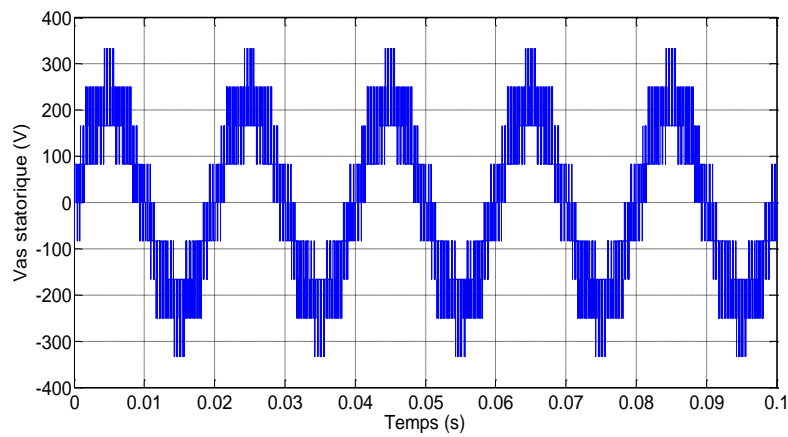


Figure IV.38 La tension simple V_{as}

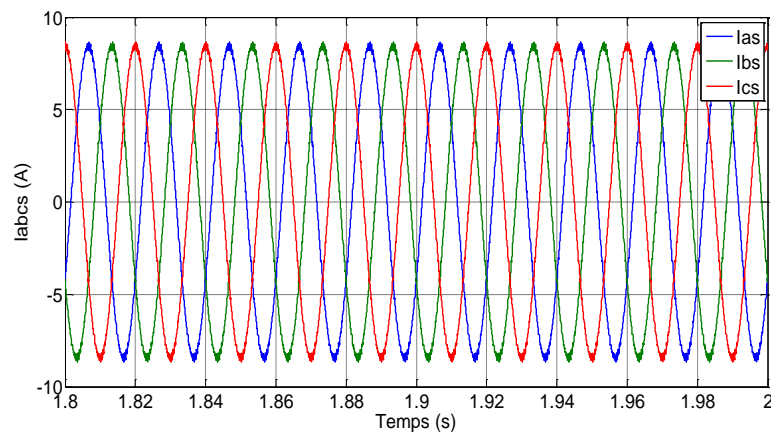


Figure IV.39 Les courants statoriques I_{abc}

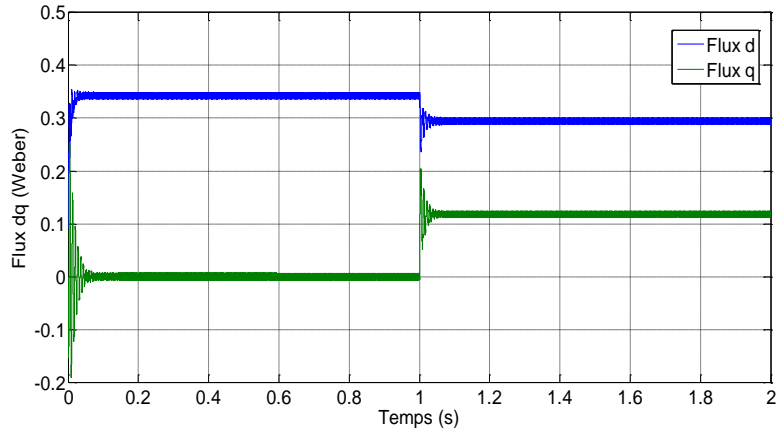


Figure IV.40 Le flux magnétique

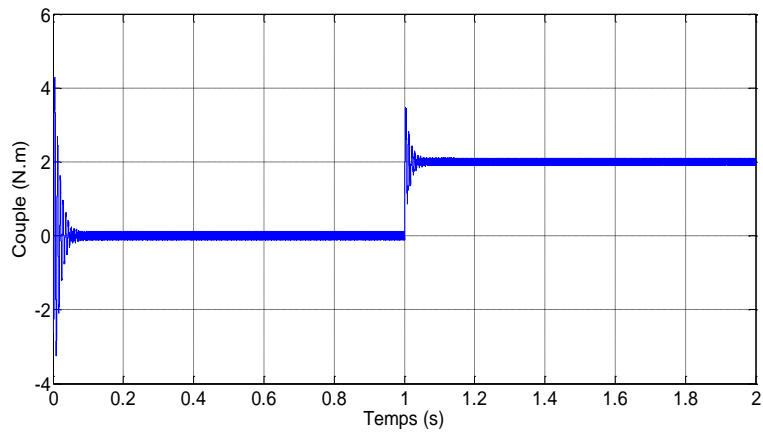


Figure IV.41 Le couple électromagnétique

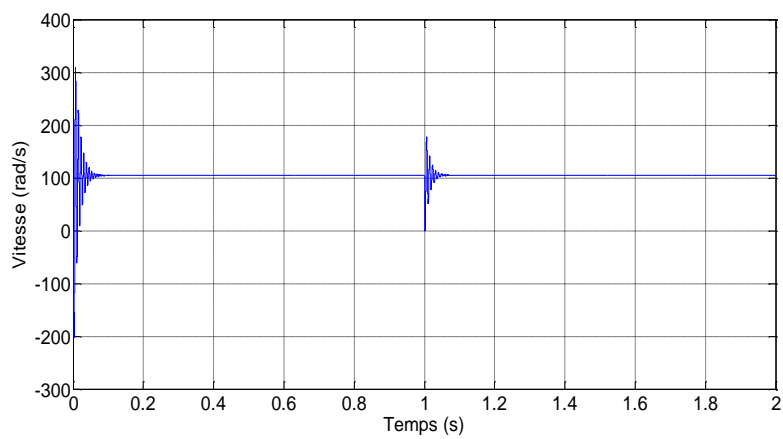


Figure IV.42 La vitesse de rotation

c. Pour $M=99$

La figure suivante montre le principe de cette stratégie.

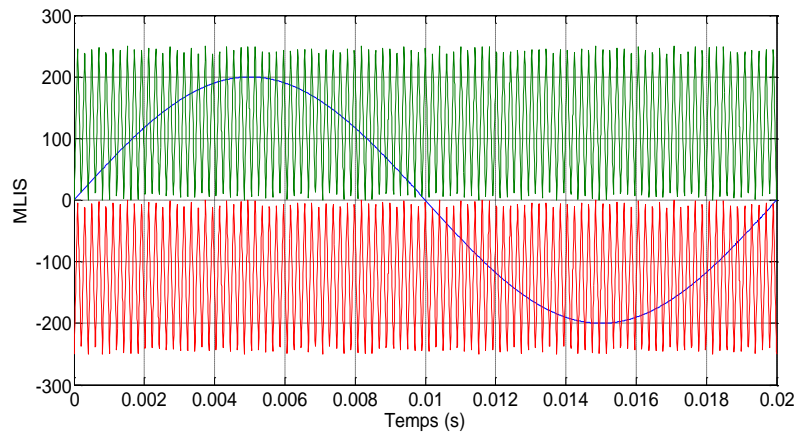


Figure IV.43 Principe de la MLI sinusoidale double triangle pour $M=99$

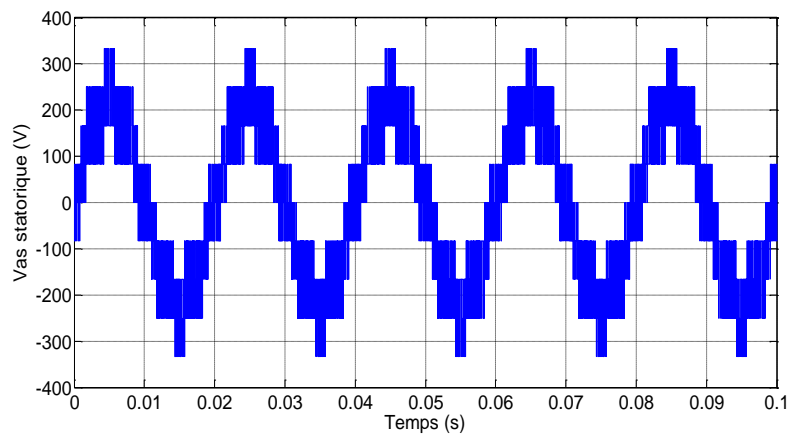


Figure IV.44 La tension simple V_{as}

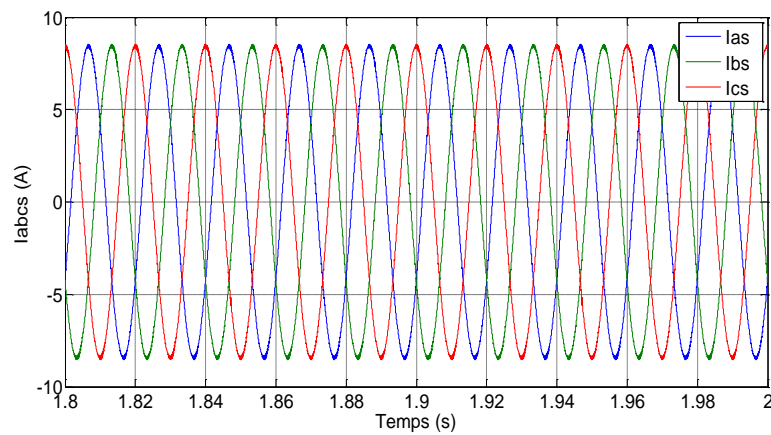


Figure IV.45 Les courants statoriques I_{abc}

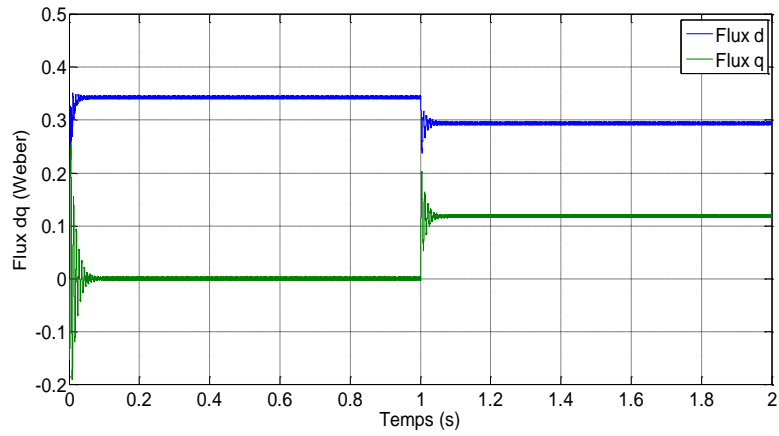


Figure IV.46 Le flux magnétique

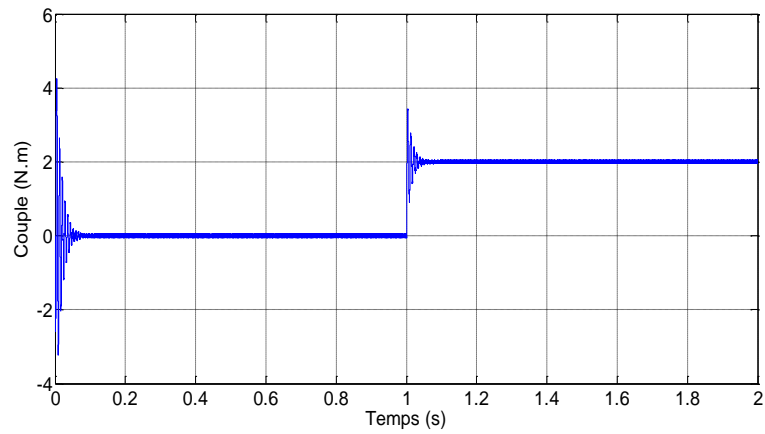


Figure IV.47 Le couple électromagnétique

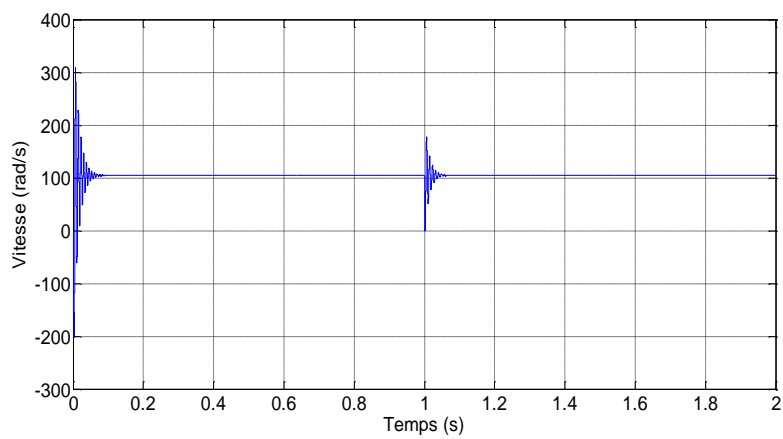


Figure IV.48 La vitesse de rotation

Interprétations

Les figures au-dessus représentent les différents résultats obtenus pour un onduleur à trois niveaux commandés par la MLI sinusoïdale à double triangles. Lorsqu'on augmente l'indice de modulation M , on remarque que:

- La tension simple V_{as} , à la sortie de l'onduleur, n'est pas sous une forme sinusoïdale, elle est toujours sous une forme d'escalier. La surface de cette onde est condensée à cause de l'existence de plusieurs commutations par période. En générale, le système de tensions obtenu est un système parfaitement alternative et équilibré. L'onde de la tension contient trois niveaux de tensions [333.33 250 166.66] (v), sa période est de 0.02 (s) alors sa fréquence est de $1/0.02 = 50$ (Hz).
- L'onde du courant statorique est plus proche de la sinusoïde, mais toujours elle contient des harmoniques, sa valeur est ondulé entre (8.5A) et (-8.5A) d'environ. En générale, on peut dire que la qualité de l'énergie est meilleure par rapport à celle obtenue à la sortie d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Le tableau (IV.3) montre les différentes valeurs du taux d'harmoniques THD du courant obtenues pour $M=15$, 45 et 99.
- Une grande stabilité du moteur, pour l'allure de la vitesse et du couple, avec moins oscillations et d'ondulations, que ce soit pour le fonctionnement à vide ou en charge. La valeur de la vitesse oscille autour de 104 (rad/s), et la valeur du couple oscille aussi autour de la valeur du couple résistant. Et elle suit sa référence.

On peut conclu que :

- Les résultats sont meilleurs lorsqu'on augmente le niveau d'onduleur à trois, par rapport à celles obtenus avec l'onduleur classique.
- L'indice de modulation $M=99$, donne aussi une meilleure performance aux onduleurs à trois niveaux par rapport autres indices ($M=15$ et 45).

IV.4.Association de la MSAP par un onduleur triphasé à cinq niveaux

D'après les résultats obtenus précédemment, on remarque qu'avec l'élévation des niveaux de tension de l'onduleur et l'augmentation de l'indice de modulation M donne une grande amélioration de la qualité de l'énergie électrique à sa sortie.

Est pour cela, on limite le test de simulation concernant la topologie de l'onduleur triphasé à cinq niveaux uniquement avec un indice de modulation $M=99$

IV.4.1. Commandé par la stratégie MLI sinusoïdale

Dans cette section, nous avons simulé l'onduleur triphasé à cinq niveaux de type NPC commandé par la MLI sinusoïdale. L'idée de base est de comparer une onde de référence sinusoïdale avec quatre ondes triangulaires, afin de générer tous les impulsions de commande.

a. Pour $M=99$

La figure suivante montre le principe de cette technique de commande.

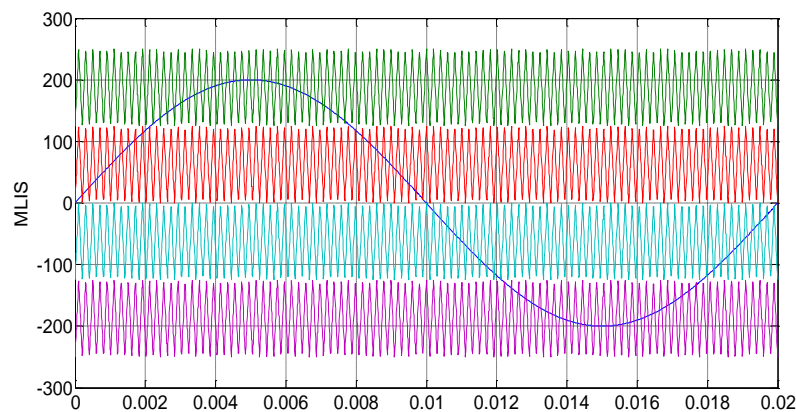


Figure IV.49 MLI sinusoïdale pour les onduleurs à cinq niveaux, $M=99$

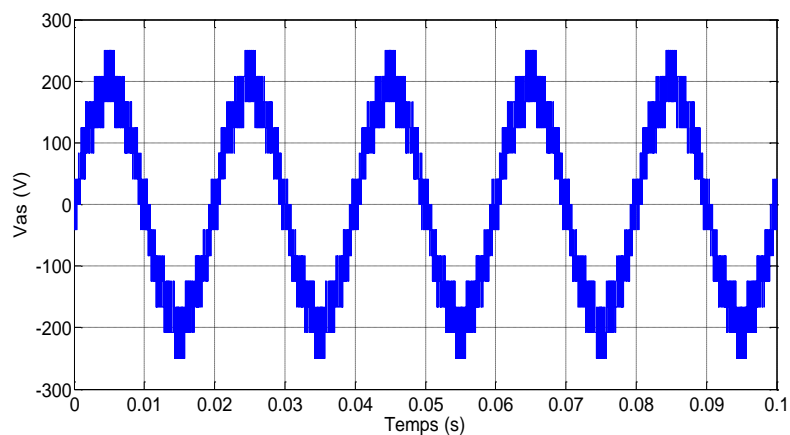


Figure IV.50 La tension simple V_{as}

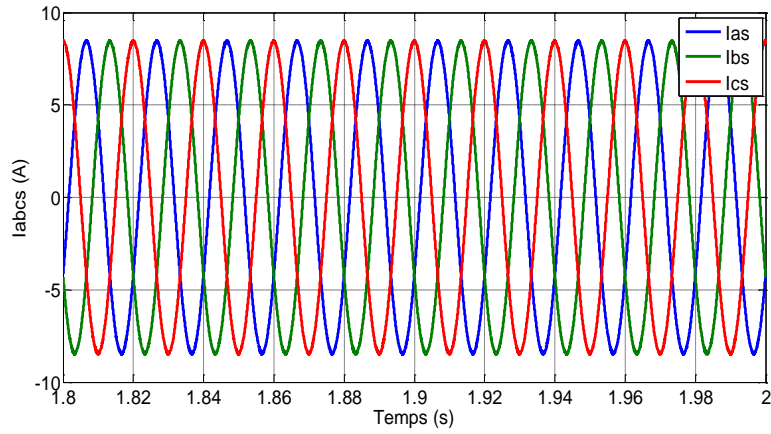


Figure IV.51 Les courants statoriques I_{abc}

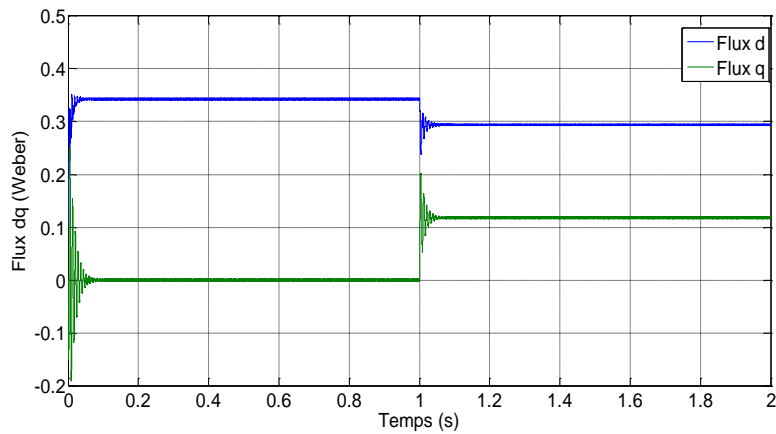


Figure IV.52 Le flux magnétique

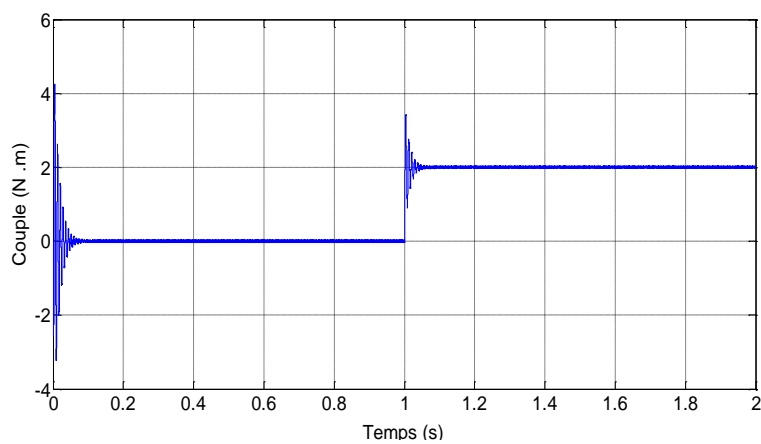


Figure IV.53 Le couple électromagnétique

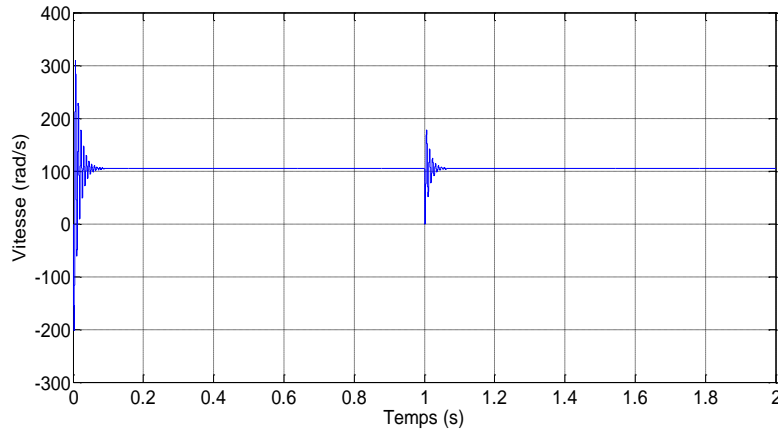


Figure IV.54 La vitesse de rotation

Interprétations

Les figures au-dessus représentent les différents résultats obtenus pour un onduleur à cinq niveaux commandés par la MLI sinusoïdale. Lorsqu'on augmente l'indice de modulation M , on remarque que:

- La tension simple V_{as} , à la sortie de l'onduleur, n'est pas sous une forme sinusoïdale, elle est toujours sous une forme d'escalier. La surface de cette onde est condensée à cause de l'existence de plusieurs commutations par période. En générale, le système de tensions obtenu est un système parfaitement alternatif et équilibré. L'onde de la tension est ondulée entre $[250 -250]$ (v), sa période est de 0.02 (s) alors sa fréquence est de $1/0.02 = 50$ (Hz).
- L'onde du courant statorique est plus proche de la sinusoïde, mais toujours elle contient des harmoniques, sa valeur est ondulé entre (8.5A) et (-8.5A) d'environ. En générale, on peut dire que la qualité de l'énergie est meilleure par rapport à celle obtenue à la sortie d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Le tableau (IV.3) montre les différentes valeurs du taux d'harmoniques THD du courant obtenues pour $M=15$, 45 et 99.
- Une grande stabilité du moteur, pour l'allure de la vitesse et du couple, avec moins oscillations et d'ondulations, que ce soit pour le fonctionnement à vide ou en charge. La valeur de la vitesse oscille autour de 104 (rad/s), et la valeur du couple oscille aussi autour de la valeur du couple résistant. Et elle suit sa référence.

On peut conclure que :

- Les résultats sont meilleurs lorsqu'on augmente le niveau d'onduleur à cinq, par rapport à celles obtenus avec l'onduleur à trois niveaux.

L'indice de modulation $M=99$, donne aussi une meilleure performance aux onduleurs à cinq niveaux par rapport autres indices ($M=15$ et 45).

IV.4.2. Commandé par la stratégie MLI vectorielle

Dans cette section, nous avons simulé l'onduleur triphasé à cinq niveaux de type NPC commandé par la MLI vectorielle.

a. Pour $M=99$

La figure suivante montre le principe de cette stratégie.

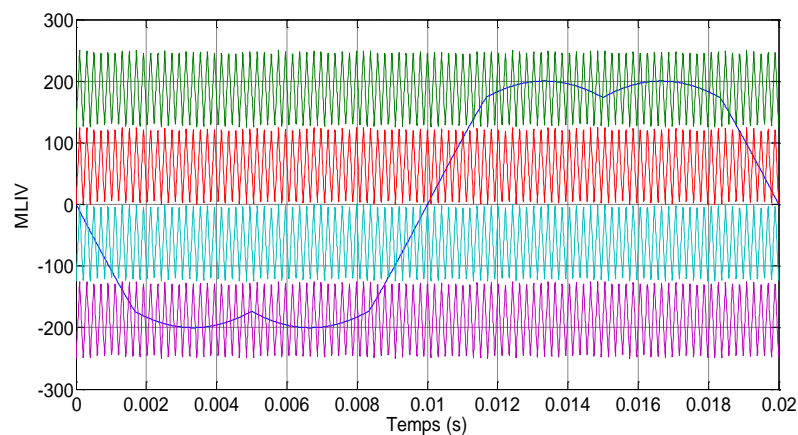


Figure IV.55 MLI vectorielle pour les onduleurs à cinq niveaux, $M=99$

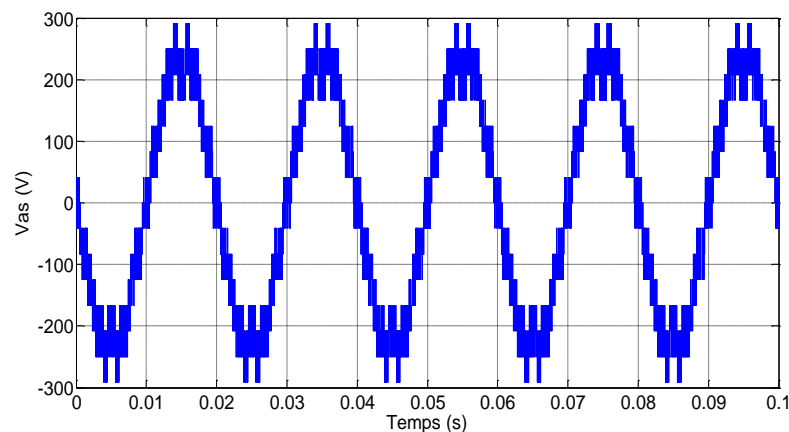


Figure IV.56 La tension simple V_{as}

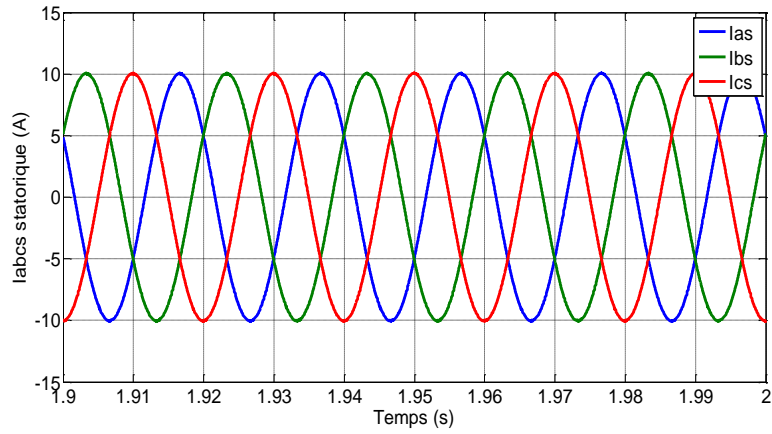


Figure IV.57 Les courants statoriques I_{abc}

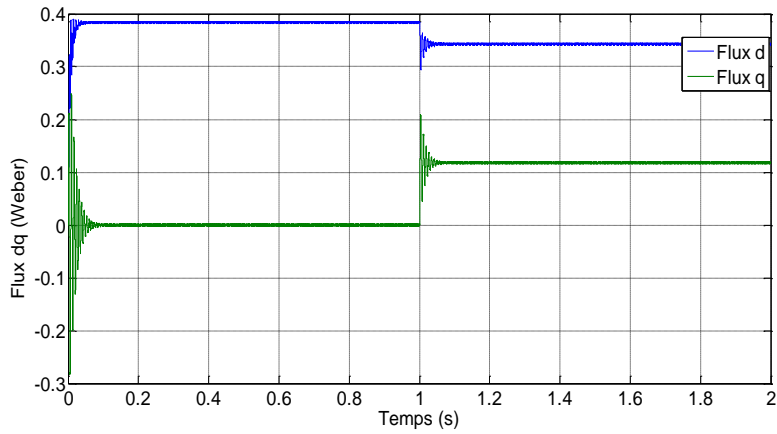


Figure IV.58 Le flux magnétique de

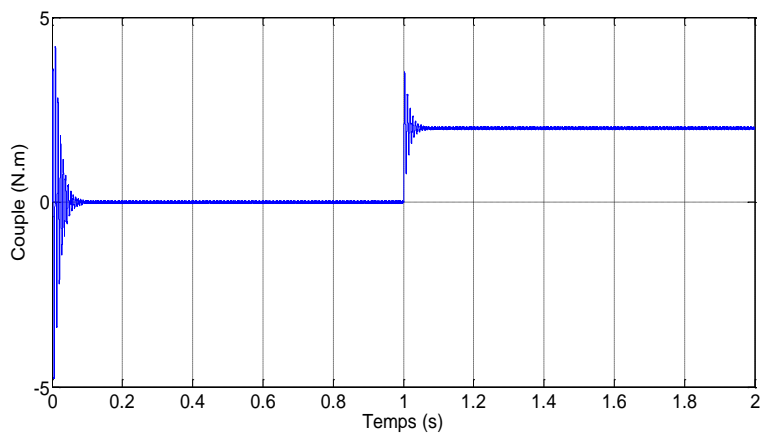


Figure IV.59 Le couple électromagnétique

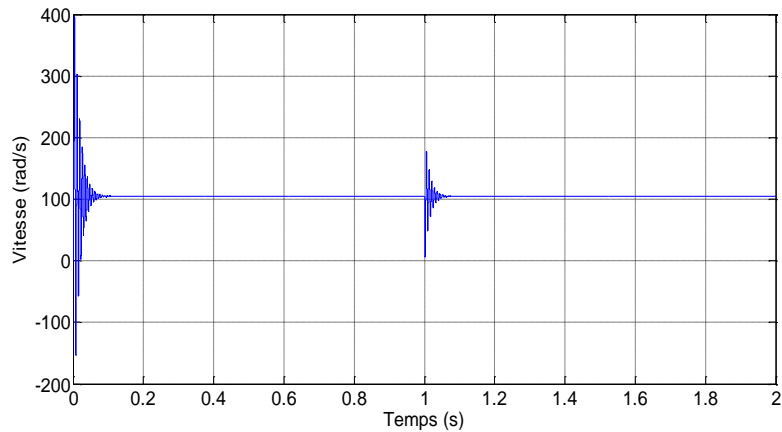


Figure IV.60 La vitesse de rotation

Interprétations

Les figures au-dessus représentent les différents résultats obtenus pour un onduleur à cinq niveaux commandés par la MLI vectorielle. Avec l'indice de modulation $M=99$, on remarque que:

- La tension simple V_{as} , à la sortie de l'onduleur, n'est pas sous une forme sinusoïdale, elle est toujours sous une forme d'escalier. La surface de cette onde est condensée à cause de l'existence de plusieurs commutations par période. En générale, le système de tensions obtenu est un système parfaitement alternative et équilibré. L'onde de la tension contient cinq niveaux de tensions [300 -300] (v), sa période est de 0.02 (s) alors sa fréquence est de $1/0.02 = 50$ (Hz).
- L'onde du courant statorique est presque sinusoïdale, elle contient quelques harmoniques avec un taux d'harmoniques est égale à 0.27%, sa valeur est ondulé entre (10A) et (-10A) d'environs. En générale, on peut dire que la qualité de l'énergie est meilleure par rapport à celle obtenue à la sortie d'un onduleur triphasé à cinq niveaux contrôler avec MLI sinusoïdale. Le tableau (IV.3) montre les différentes valeurs du taux d'harmoniques THD du courant obtenues pour $M=15, 45$ et 99 .
- Une grande stabilité du moteur, pour l'allure de la vitesse et du couple, avec moins oscillations et d'ondulations, que ce soit pour le fonctionnement à vide ou en charge. La valeur de la vitesse oscille autour de 104 (rad/s), et la valeur du couple oscille aussi autour de la valeur du couple résistant. Et elle suit sa référence avec des ondulations presque nulles.

Le tableau suivant, illustre les résultats obtenus pour les trois topologies d'onduleur à deux, à trois et à cinq niveaux.

Tableau IV.3 les différentes valeurs du taux d'harmoniques THD du courant.

Topologie	Stratégie	THD courant statorique (%)		
Onduleur à 2 niveaux	Commande 180°	11.66%		
	Commande 120°	11.65%		
	Modulation M	$M=15$	$M=45$	$M=99$
	MLI sinusoïdale	9.50%	3.13%	1.42%
	MLI vectorielle	7.75%	2.50%	1.13%
Onduleur à 3 niveaux	MLI sinusoïdale	4.72%	1.42%	0.64%
	MLI vectorielle	4.08	1.12%	0.49%
Onduleur à 5 niveaux	MLI sinusoïdale	3.82%	0.87%	0.38%
	MLI vectorielle	1.76%	0.66%	0.27%

Le tableau suivant montre aussi les différentes valeurs des ondulations du couple ΔC .

Tableau IV.4 Les différentes valeurs des ondulations du couple ΔC

Topologie	stratégie	M	C_{max}	C_{min}	ΔC
Onduleur deux niveaux	MLI S	15	2.59	1.38	0.76
		45	2.21	1.787	0.423
		99	2.0963	1.904	0.1923
	MLI V	15	2.61	1.5	1.11
		45	2.18	1.83	0.35
		99	2.082	1.919	0.163

Onduleur trois niveaux	MLI S	15	2.34	1.71	0.63
		45	2.105	1.9	0.205
		99	2.049	1.955	0.094
	MLI V	15	2.25	1.69	0.56
		45	2.082	1.92	0.162
		99	2.04	1.958	0.082
Onduleur cinq niveaux	MLI S	99	2.035	1.971	0.064
	MLI V	99	2.03	1.97	0.06

On peut conclure que :

- Lorsqu'on augmente le niveau des onduleurs, le taux d'harmoniques THD diminue.
- Les résultats sont meilleurs lorsqu'on utilise la modulation vectorielle pour commander les onduleurs triphasés à cinq niveaux.
- D'une façon générale, l'augmentation de la fréquence de modulation (indice de modulation) entraîne aussi une meilleure performance aux onduleurs, et par conséquent donne une grande stabilité dynamique des charges surtout les entraînements électriques des machines électriques.

IV.5.Conclusion

L'amélioration des performances d'un système d'entraînement d'une machine synchrone à aimant permanent passe par le choix d'une bonne stratégie de commande de l'onduleur d'alimentation [38]. Dans ce travail, nous avons montré, par simulation, que la stratégie MLI vectorielle présente des performances meilleures par rapport à celles de la stratégie MLI sinusoïdale et en plein onde (180° et 120°). En effet, elle permet de garantir une meilleure qualité du couple, vitesse, flux et de réduire le taux de distorsion d'harmoniques THD.

Conclusion générale

Les onduleurs triphasés de tension multi-niveaux sont très utilisés dans l'industrie et touchent des domaines d'applications les plus variés, le plus connu est sans doute, celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif [38].

La comparaison des différentes techniques de commande des onduleurs à deux, trois et cinq niveaux de type NPC (commande en pleine onde, MLI sinusoïdale et MLI vectorielle), nous a permis de confirmer que la technique MLI vectorielle est la meilleur stratégie de commande des onduleurs multi-niveaux. Cette suprématie est due à la réduction des harmoniques, le THD et amélioré la qualité de la forme d'onde.

L'allure du courant à la sortie de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux de type NPC commandé en pleine onde n'est pas parfaitement sinusoïdale, elle est très riche en harmoniques.

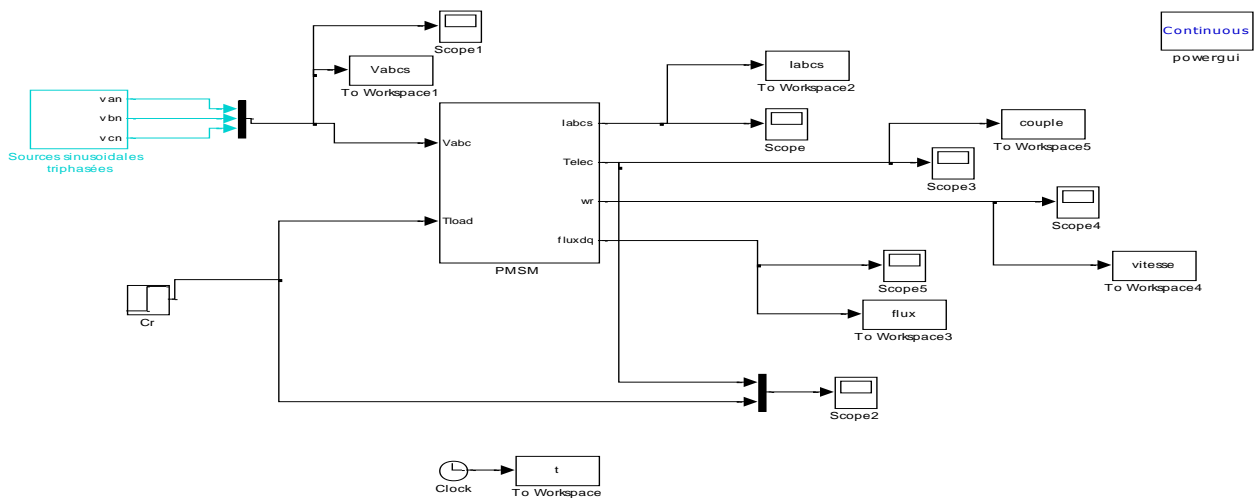
Ce travail nous a permis d'élargir nos connaissances dans le domaine de l'électronique de puissance, tel que : comportement des semi-conducteurs, les différentes topologies des onduleurs multi-niveaux, les différentes stratégies de commande des onduleurs ainsi que la maîtrise de l'outil de simulation sous *MATLAB/Simulink*.

ANNEXE

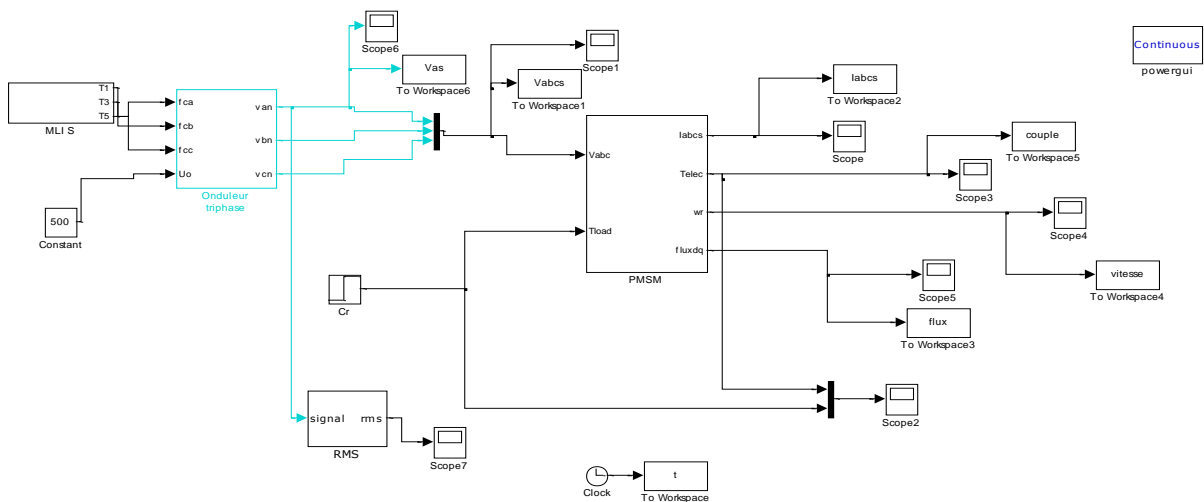
1- Les paramètres de la machine synchrone à aimant permanent MSAP

La tension	220 V
La fréquence	50 Hz
Nombre de pair de pôles	3
Résistance statorique	18.7 Ω
Inductance statorique	0.02682 H
Inertie	0.0000226 kg.m ²
Couple résistant	2 N.m

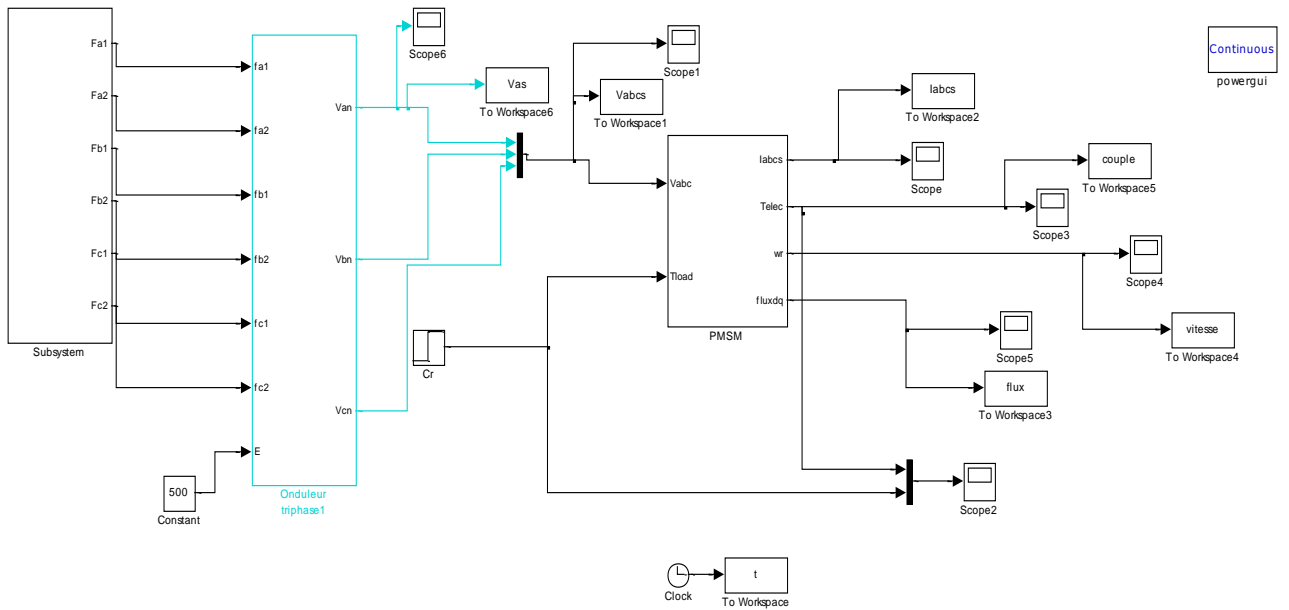
2- Schéma de simulation de la machine MSAP alimentée par le réseau



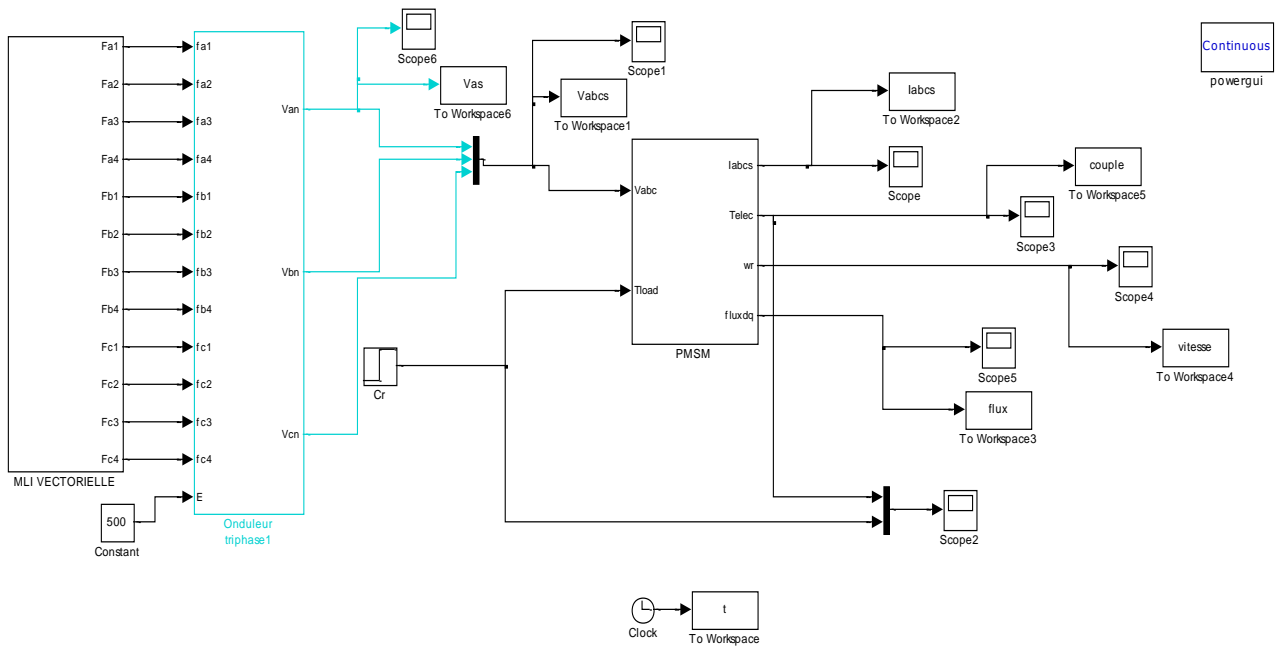
3- Schéma de simulation de la machine MSAP alimentée par un onduleur deux niveaux à MLI sinusoïdale



4- Schéma de simulation de la machine MSAP alimentée par un onduleur trois niveaux à MLI sinusoidale



5- Schéma de simulation de la machine MSAP alimentée par un onduleur cinq niveaux à MLI vectorielle



Bibliographie

- [1] bouterraa imad eddine , " **Commande en v/f en boucle ouverte du moteur à induction basé sur la modulation de largeur d'impulsion vectorielle hybride** ", mémoire de master en génie électrique, université de m'sila 2014.
- [2] Sofiane Lallam " **Etude et réalisation d'un onduleur de tension monophasés multi niveaux**", mémoire de fin d'études pour obtention du diplôme d'ingénieur d'état. Ecole militaire polytechnique.2007
- [3] Djaafer LALILI " **MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multi niveaux .Application à la Conduite de la Machine Asynchrone**" thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique Laboratoire de Commande des Processus, 18 Avril 2009 10, avenue Pasteur BP 182 El-Harrach Alger
- [4] " **Analyse et commande d'un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Application à la machine asynchrone commandée par logique Floue** ". Thèse de magistère, ENP 2001.
- [5] Didaoui mokrane et alik ferhat, **Réalisation d'un onduleur triphasé à base de transistor IGBT,**" thèse fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieurs d'état en électrotechnique, institut de génie électrique et de l'informatique, tizi-ouzou 2009
- [6] Benadel messaoud, " **Modélisation et simulation des convertisseurs statiques (application à la structure multicellulaire série)**". Thèse de magister de l'Institut des hydrocarbures et de la chimie, boumerdes 2010.
- [7] abdelhalim besra , " **Amélioration des performances des composants électronique par simulation**". Institut des sciences, département de physique. Université badji mokhtar annaba 2010.
- [8] Benni et boukerdimi , " **Analyse fréquentielle de convertisseur statique DC/DC.**". Thèse Master en électromécanique, temouchent.
- [9] mohammed amine tahiri, " **Etude de la commande d'un gradateur monophasé** " mémoire de fin d'étude licence sciences et techniques ingénierie électronique et télécommunication IETEL. Université sultan moulay slimane, benni mellal 2019/2020
- [10] zemouri azzedine , " **Etude expérimentale d'un convertisseur DC/DC contrôlé par une commande robuste** ". Mémoire de magister. Institut de technologie, département d'électrotechnique. Batna 2014
- [11] boukaroura abdelkader, " **Modélisation et diagnostique d'un onduleur triphasé par l'approche bond-graph,** " thème de magister en électrotechnique, setif 2009.

- [12] babai hani boualam, " **Commande non linéaire d'un convertisseur multicellulaire**," mémoire de master. Institut sciences et technologies. Machine électrique, biskra 2019.
- [13] <http://fr.wikipedia.org/wiki/onduleur> [application].
- [14] oussama degla. Tarek sayah lembarek, " **Etude par simulation d'un onduleur** ", mémoire master académique en génie électrique. Département électrotechnique industrielle. Ouargla 2019/2020
- [15] mansouri abdallah, " **Commande des onduleurs multi-niveaux** ", mémoire fin d'étude master en génie électrique. Option réseaux électrique Université, m'sila 2015/2016.
- [16] okba salah. Beddiar walid, " **Etude et réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI** ". Master académique, génie électrique Université de m'sila, 2018/2019.
- [17] lakehal bilel, " **Modélisation et commande d'un onduleur triphasé à structure multi-niveaux** ", mémoire de master en électrotechnique, Université de bejaia, 2014/2015.
- [18] taouche soulef, " **Commande et réalisation d'un convertisseur multi-niveaux (MLDC)** ", mémoire de master en énergie renouvelables, Université saad dahlab, blida. 2019/2020.
- [19] boudiar aicha echiker randa, " **Etude et simulation de la commande des onduleurs multi-niveaux par MLI sinusoïale** ", mémoire de master en électronique, Université de blida, 2019/2020.
- [20] dellalou kheireddine, " **Stratégies de commande des onduleurs multi-niveaux (MLI et MLI vectorielle)** ", Thèse de master électromécanique, Université de badji mokhtar annaba, 2019.
- [21] tahir nassim merabtine khaled, " **Etude des différentes stratégies de commande de l'onduleur 5 niveaux à structure NPC** ", mémoire de master en génie électrique, bejaia 2014/2015.
- [23] bousekkine yacine et bakouche yacine, " **Etude des performance d'une MADA alimentée par deux onduleurs à trois niveaux** ", mémoire de master en électromécanique, Université de bejaia 2019.
- [24] elferd hamza et zeggarr mourad, " **Fonctionnement en mode dégradé d'un onduleur multi-niveaux application au filtre actif parallèle** ", mémoire de master académique, département génie électrique m'sila 2016/2017.
- [25] zergoune mohammed et hideb abderahmen, " **Commande d'onduleur multi-niveaux à structure en cascade par stratégie d'élimination d'harmonique sélective** ", Thèse de magistère, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006. mémoire de master académique en électrotechnique industrielle. Ourgla 2017.

- [26] DJABRI Salah et BOUNEZRA Brahim, "**Étude des onduleurs triphasés dans les systèmes photovoltaïques**". Mémoire de master en électromécanique. Université tebessa 2021
- [27] berrezk farid , "**Etude des différentes technique** ", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [28] ghorzi zoulikha et mimouni amina," **Stratégies de commande des onduleurs "**, mémoire de master en électrotechnique, telemcen 2019.
- [29] kamel merabet," **Commande mli d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasé**", mémoire présenté à l'université du québec à 3 rivières 2011.
- [30] ben ahmed bouzid et chelbi farid , "**Implémentation sur DSP F28335 des stratégies de commande d'un convertisseur DC/AC**" . mémoire de master en génie électrique, université A.MIRA bejaia 2018
- [31] hameurlaine sid-ali et zellilef hamza , "**Commande d'un onduleur triphasé par les techniques de modulation de largeurs d'impulsions à élimination sélective d'harmoniques** ", mémoire de master en commandes électrique département électrotechnique, université mohammed seddik ben yahia jijel 2018.
- [32] zaamouche fares," **Etude et analyse de la commande des onduleurs multi-niveaux par MLI vectorielle**", Mémoire de Magister, département d'électromécanique, faculté des sciences de l'ingénieur, université badji mokhtar annaba 2009
- [33] ramdane ahmed , "**Réduire les harmoniques à la sorties de l'onduleur commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion vectorielle** ", thèse de magister en électromécanique , université de skikda 2006.
- [34] zaamouche fares," **Amélioration des tensions des onduleurs par l'utilisation des nouvelles topologies et techniques de commande** ", Thèse de doctorat, département d'électromécanique, faculté des sciences de l'ingénieur, université badji mokhtar annaba 2018.
- [35] senhadji nawel et chalabi ammaria," **Commande du moteur synchrone a aimants permanents par back stepping**", mémoire de master en électrotechnique, telemcen 2015.
- [36] zeghoudi souhaila," **Commande par passivité de la machine synchrone à aimants permanents** ", machine électrique, telemcen 2015.
- [37] Mr zegueb boubaker," **Commande d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse observateur non linéaire**, mémoire de majister en électrotechnique, batna.
- [38] halaimia safouan et brighen haroun," **Etude et analyse de la commande des onduleurs multi-niveaux par MLI sinusoïdale** ", option électromécanique minière mémoire de master. université de tebessa 2015/ 2016.

Résumé

Le sujet du mémoire consiste à étudier les différentes stratégies de commande des onduleurs multi-niveaux à structure NPC. Dans ce projet, nous proposons des topologies d'onduleur multi-niveaux reconfigurable connue sous le nom « DC Link multilevel inverter ». L'objectif principal de l'utilisation de ces topologies est de réduire les harmoniques indésirables et d'améliorer la qualité de la forme d'onde de la tension de sortie. Le logiciel MATLAB sera utilisé pour développer un modèle mathématique du convertisseur proposé et analyse les forme d'ondes de tension obtenues.

Abstract

The subject of the thesis is to study the different control strategies of multi-level inverters with NPC structure. In this project, we propose reconfigurable multi-level inverter topologies known as « DC Link multilevel inverter ». The main purpose of using these topologies is to reduce unwanted harmonics and improve the quality of the output voltage waveform. MATLAB software will be used to develop a mathematical model of the proposed converter and analyzes the resulting voltage waveforms.

ملخص

موضوع الرسالة هو دراسة استراتيجيات التحكم المختلفة لمحاولات متعددة المستويات من نوع NPC. في هذا المشروع ،
نقترح طوبولوجيا عاكس متعدد المستويات قابل لإعادة التكوين تُعرف باسم "DC LINK multi-level inverter"
الغرض الرئيسي من استخدام هذه الطوبولوجيات هو تقليل التوافقيات غير المرغوب فيها وتحسين جودة شكل موجة
الجهد الناتج سيتم استخدام البرنامج ماتلاب لتطوير نموذج رياضي للمحول المقترح وتحليل نتائج موجة الجهد الناتجة.

Les mots clés :

Multi-niveaux, NPC, harmoniques, MATLAB.
