

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

Département électromécanique

Mémoire

Présenté pour obtenir

LE DIPLOME DE MASTER

FILIERE : électromécanique

Spécialité : énergie renouvelable en électrotechnique

Par

- **Boubakeur Mokhtar**
- **Naidji Abd el Djail**

Intitulé

Etude, simulation de l'alimentation d'un moteur asynchrone multi-phases □

Soutenu le : 17 /09/2023

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>Mr. Zebiri Fouad</i>	<i>MCB</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Mr. Merabet Elkheir</i>	<i>Pr</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Mr. Chouder Adel</i>	<i>MCB</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2022/2023

REMERCIEMENTS

Nos remerciements vont tout premièrement, à Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage pour réaliser ce travail.

On tient à remercier :

*Notre encadreur **Mr : Merabet Elkheir** pour son suivi continu ainsi que sa bonne orientation du travail.*

Nos remerciements vont également à nos professeurs pour leurs conseils précieux.

On remercie également les membres de jury

D'avoir acceptés d'honorer par leur présence la soutenance de notre mémoire de fin d'étude.

Enfin on remercie tous ceux qui nous ont aidé de près ou de loin afin d'achever ce travail en particulier mes collègues.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à toutes les personnes qui

Me sont chères.

Toutes mes pensées vont tout d'abord vers mes très

Chers parents et mes chers frère et sœurs

Qui m'ont soutenu durant toute la

Durée de mes études pour faire

De moi ce que je suis

Aujourd'hui

Boubakeur mokhtar

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à toutes les personnes qui

Me sont chères.

Toutes mes pensées vont tout d'abord vers mes très

Chers parents et mes chers frère et sœurs

Qui m'ont soutenu durant toute la

Durée de mes études pour faire

De moi ce que je suis

Aujourd'hui

Naidji abd eldjilil

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

CHAPITRE I ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

1. ETUDE DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE.....	3
1.1. Introduction.....	3
1.3.1. Onduleurs non autonomes.....	4
1.3.2. Onduleurs autonomes.....	4
1.3.3. Onduleurs (autonomes) de tension.....	4
1.3.4. Onduleurs (autonomes) du courant.....	4
1.3.5. Onduleurs à résonance.....	4
1.4. Types d'onduleurs autonomes de tension.....	5
1.4.1. Les onduleurs monophasés.....	5
1.4.2. Les onduleurs triphasés.....	5
1.5. Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé.....	6
1.8. Commande 180°.....	9
1.8.1. Principe de fonctionnement.....	9
1.8.2. Interprétation.....	10
1.9. La Commande MLI.....	10
1.9.1. Différentes technique de modulation de largeur d'impulsion(MLI).....	10
1.9.2. La modulation linéaire multiple (UPWM).....	10
1.9.3. La modulation sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM).....	11
1.9.4. La modulation sinusoïdale partielle (ou modifiée) (MSPWM).....	11
1.9.5. L'injection d'un harmonique 3 dans la référence.....	12
1.9.6. La modulation calculée.....	12
1.9.7. La modulation vectorielle.....	13
2. COMMANDE MLI TRIANGULE- SINUSOÏDALES.....	13
2.1. Caractéristiques de la modulation.....	13
2.2. Principe de base.....	14
2.3. Le schéma de bloc.....	14
2.4. Principe de fonctionnement.....	15
3. CONVERTISSEURS MATRICIELS.....	15
3.1. Convertisseurs Matriciel Direct.....	15
3.2. Les avantages et les inconvénients des convertisseurs matriciels.....	16
3.2.1. Avantages d'un convertisseur matriciel [8].....	16
3.2.2. Inconvénients des convertisseurs matriciels [9].....	17
3.3. Domaines d'application des convertisseurs matriciels [10].....	17
3.4. Stratégie de modulation d'un convertisseur matriciel direct.....	17
3.5. Commutateurs de puissances bidirectionnels.....	18
3.6. Commutation admissible.....	18
3.6.1. Commutation.....	18
3.7. Problèmes de commutations.....	20
3.8. Solution pour le problème de commutation.....	21
3.8.1. Méthode adoptée.....	21
3.8.2. Explication de la méthode à quatre étapes basée sur le signe du courant.....	22
3.9. Circuits auxiliaire pour le convertisseur matriciel.....	24
3.9.1. Filtre d'entrée.....	24
3.9.2. Circuit de protection.....	24
3.9.3. La méthode de Venturini.....	25

1.	INTRODUCTION	31
2.	COMMANDE 180° D'UN ONDULEUR TRIPHASE	31
3.	RESULTATS DE SIMULATION	32
4.	INTERPRETATION	34
5.	COMMANDE MLI D'UN ONDULEUR TRIPHASE	34
6.	RESULTATS DE SIMULATION	35
7.	COMMANDE MLI VECTORIELLE	37
1.	INTRODUCTION	45
2.	HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	45
3.	MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE A DOUBLE ETOILE... 45	
3.1.	<i>Représentation de la machine</i>	45
3.2.	<i>Equations électriques</i>	46
3.3.	<i>Equations magnétiques</i>	48
3.4.	<i>Energie magnétique</i>	50
3.5.	<i>Couple électromagnétique</i>	50
3.6.	<i>Equation mécanique</i>	51
3.7.	<i>Modèle biphasé de Park</i>	51
3.7.1.	Transformation de base de Park	51
3.7.2.	Modèle de Park de la machine	53
3.7.3.	Choix du référentiel	53
3.7.3.1.	Référentiel lié au stator	53
3.7.3.2.	Référentiel lié au rotor	53
3.7.3.3.	Référentiel lié au champ tournant	54
3.7.4.	Equations matricielles de la machine avec transformation de Park	54
3.7.4.1.	Equations des tensions	55
3.7.4.2.	Equations magnétiques	56
3.7.4.3.	Equation mécanique	57
3.7.4.3.1.	Puissance instantanée	57
3.7.4.3.2.	Couple électromagnétique	58
3.7.5.	Mise sous forme d'équation d'état	58
3.8.	<i>Simulation et Interprétation des résultats</i>	60
1.	CONCLUSION GENERALE	66

LISTE DES FIGURES

Figure		Page
CHAPITRE I ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE		
Figure 1.1	Schéma de principe de l'onduleur.	03
Figure 1.2	Schéma de principe de l'onduleur monophasé.	05
Figure 1.3	Schéma d'onduleur de tension triphasé.	06
Figure 1.4	Schéma fonctionnel de la commande pleine onde.	10
Figure 1.5	La modélisation de largeur d'impulsions multiples.	11
Figure 1.6	MLI sinusoïdal triangulaire unipolaire	11
Figure 1.7	MLI sinusoïdal triangulaire unipolaire.	12
Figure 1.8	MLI avec l'injection de l'harmonique 3.	12
Figure 1.9	Schéma de base MLI.	13
Figure 1.10	Schéma fonctionnel de la commande MLI.	15
Figure 1.11	Allure de tensions des signaux de commande.	15
Figure1.12	La structure d'un convertisseur matriciel triphasé-triphasé direct.	17
Figure1.13	Interrupteurs Bidirectionnels.	19
Figure1.14	cellule de commutation du convertisseur matriciel.	19
Figure1.15	Les quatre configurations possibles pour une cellule.	20
Figure1.16	Exemple de définition d'un état de commutation de la matrice.	21
Figure1.17	Schéma du risque lors de la commutation entre deux interrupteur Bidirectionnels.	21
Figure1.18	Les Schéma de base pour l'étude de la commutation.	22
Figure1.19	Les Schéma de base pour l'étude de la commutation.	23
Figure1.20	Figure états de commutation d'une cellule d'un convertisseur matriciel utilisant la technique à quatre étapes basée sur le singe du courant.	24
Figure1.21	filtres d'entrée.	25
CHAPITRE II RESULTATS DE SIMULATION		
Figure2.1	simulation de commande 180° d'onduleur.	32
Figure2.2	tension composée de sortie.	32
Figure2.3	tension simple de sortie.	33

Figure2.4	Courant de sortie d'onduleur.	33
Figure2.5	Le spectre d'harmonique de la tension et de courant.	33
Figure2.6	Simulation de commande MLI d'onduleur.	35
Figure2.7	Résultat de MLI sinus-triangle.	36
Figure2.8	tension composée de sortie avant et après le filtrage.	36
Figure2.9	tension simple de sortie avant et après le filtrage.	37
Figure2.10	Le spectre d'harmonique de tension avant et après le filtrage.	37
Figure2.11	Courant de sortie avant et après le filtrage.	37
Figure2.12	Le spectre d'harmonique de la courant avant et après le filtrage.	38
Figure2.13	Commande MLI vectorielle.	38
Figure2.14	tension de sortie sans filtrage.	38
Figure2.15	tension de sortie avec filtrage.	39
Figure2.16	Le spectre d'harmonique de tension avant e le filtrage.	39
Figure2.17	Le spectre d'harmonique de tension après filtrage.	40
Figure2.18	Courant de sortie avant le filtrage.	40
Figure2.19	Le spectre d'harmonique du courant avant le filtrage.	40
Figure2.20	Courant de sortie après le filtrage.	41
Figure2.21	Le spectre d'harmonique du courant après le filtrage.	41
Figure2.22	Schéma de convertisseur matriciel.	42
Figure2.23	tension de sortie (Vab).	42
Figure2.24	tension de sortie (Vbc).	42
Figure2.25	tension de sortie (Vac).	43
Figure2.26	courant de sortie (Ia).	43
Figure2.27	courant de sortie (Ib).	43
Figure2.28	courant de sortie (Ic).	43
CHAPITREIII Modélisation de la machine asynchrone double étoile		
Figure 3.1	Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile	
Figure 3.2	Représentation schématique du model de Park de la MASDE	
figure 3.3	courant de sortie de phase a de riseau	
Figure 3.4	courant de entre de phasde réseau	
Figure 3.5	courant d'entre de phase d de réseau	
Figure 3.6	courant de sortie de phase d de réseau	

Figure3.7	courant de entre de phase q de réseau	
Figure 3.8	courant de sortie de phase q de réseau	
Figure 3.9	flux rétorque de phase d de réseau	
Figure 3.10	flux rétorque de phase q de réseau	
Figure 3.11	la vitesse	
Figure 3.12	couple électromagnétique	

LISTE DES TABLEAU

Tableau	Page
Tableau 3.1 comparaison entre commande 180°et commande MLI Commande Vectoriel	47

INTRODUCTION

GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'alimentation sans interruption des équipements électrique industriels, et l'entraînement électrique à vitesse variable des machines électriques, était l'objectif de plusieurs études dans ces dernières années grâce à l'évolution technologique des convertisseurs statique qui représente le cœur de tous systèmes électriques.

L'association des convertisseurs statiques aux machines asynchrone permet d'étude des entraînements électriques à vitesse variable tout en conservant les avantages bien connus de ce type de moteur, à savoir le faible coût, robustesse et entretien réduit. La fonction d'un onduleur est de convertir une tension continue d'entrée en une tension de sortie alternative symétrique d'amplitude et de fréquence désirée. Les onduleurs triphasés sont les plus utilisés dans les industries à cause de leurs faibles prix, très approuvés du côté de la réalisation et facile du côté de la commande électrique [1].

L'évolution de ces qualités est largement due à l'amélioration des performances des semi-conducteurs de puissance qui a été très importante ces dernières années. Cependant, même si les performances des semi-conducteurs en tension, courant et rapidité peuvent être encore améliorées, nous approchons aussi la limite du tolérable.

En effet, si le rendement et la compacité demandent des composants extrêmement rapides, il n'en est pas de même vis à vis des critères de perturbation, et même dans une certaine mesure de la sûreté de fonctionnement. De toute évidence, le composant miracle qui commuterait des kilos volts et des kilos ampères en quelques nanosecondes ne passerait pas inaperçu, mais il serait sans doute à peu près inutilisable. Pour cela notre travail consiste à étudier un onduleur de tension triphasé piloté par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI à base des MOSFET. Ce travail sera divisé en trois chapitres. Le premier chapitre consacrera à la modélisation d'un onduleur de tension triphasé, le deuxième discutera l'étude et la simulation des différentes techniques de commande de l'onduleur dans l'environnement du logiciel Matlab. Et le dernier chapitre sera réservé à la modélisation de la machine asynchrone double étoile.

CHAPITRE I

ETUDE DE L'ONDULEUR

ALIMENT LA MACHINE

ASYNCHRONNE DOUBLE ETOILE

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

1. Etude de l'onduleur de tension triphasé

1.1. Introduction

Un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné en la convertissant. Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement. Avec l'apparition des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance, avec les diodes, les transistors, thyristors etc. Les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes. C'est l'ère des convertisseurs statiques. On distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques :

Continu -----> Continu (Hacheur)

Continu -----> Alternatif (Onduleur)

Alternatif -----> Alternatif (Gradateur)

Alternatif -----> Continu (Redresseur)

La conversion continue –alternative est assurée par l'onduleur qui permet d'obtenir une tension alternative à partir d'une source de tension continue. Pour cela, ce premier chapitre présente la modélisation mathématique de l'onduleur triphasé de tension.

1.2. Définition

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue – alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir l'alternatif à la sortie. L'onduleur est essentiellement utilisé pour fournir une tension ou un courant alternatif afin d'assurer l'alimentation en énergie des charges critiques (micro-ordinateur, station de télécommunication.) pendant la coupure du réseau électrique ou une alimentation permanente pour les systèmes autonomes (centrales photovoltaïques, engins aérospatiaux). La représentation symbolique d'un onduleur est donnée par la figure 1 :

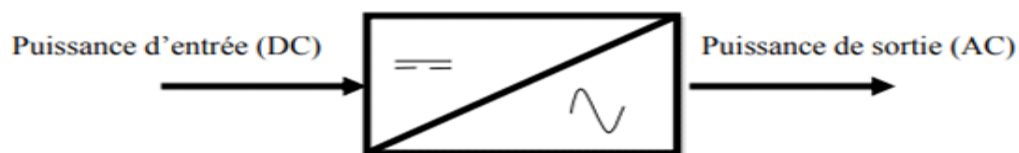


Figure 1 : Schéma de principe de l'onduleur.

1.3. Classification des onduleurs

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome. Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance :

1.3.1. Onduleurs non autonomes

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

1.3.2. Onduleurs autonomes

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

1.3.3. Onduleurs (autonomes) de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), 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.é.m. alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

1.3.4. Onduleurs (autonomes) du courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est -à - dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « u » à ses bornes.

1.3.5. Onduleurs à résonance

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle- ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome[2].

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

1.4. Types d'onduleurs autonomes de tension

1.4.1. Les onduleurs monophasés

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

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

- L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée appelé onduleur en demi 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 figure2 :

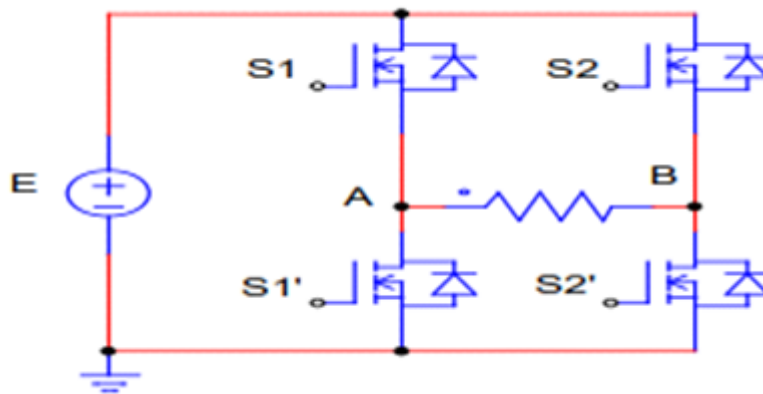


Figure 1.2 : Schéma de principe de l'onduleur monophasé.

1.4.2. Les onduleurs triphasés

L'onduleur de tension triphasé découle immédiatement de trois demi pont monophasé, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs. Chaque demi pont comprend un thyristor (ou un transistor) et une diode. La source de tension continue est obtenue à partir d'un pont redresseur. Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a , I_b , I_c , les interrupteurs S_1 , S_1' et S_2 , S_2' , S_3 et S_3' doivent être complémentaires deux à deux. On définit $S_i = (T_i, D_i)$ [3].

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

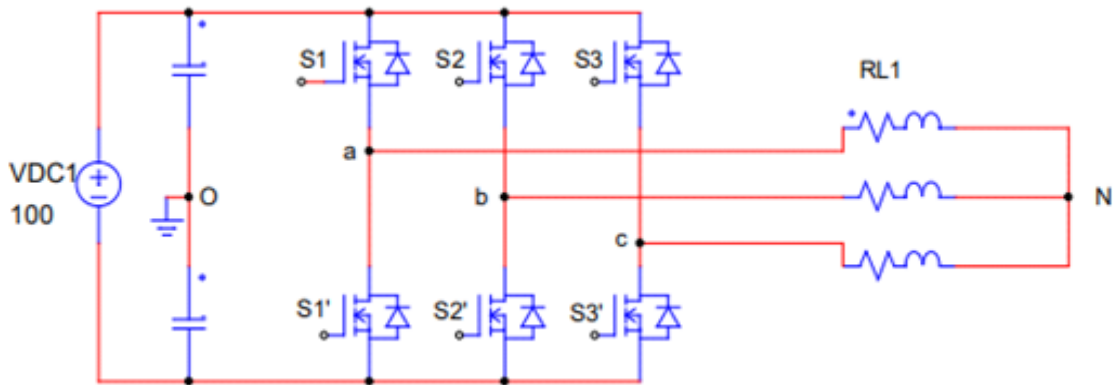


Figure 1.3 : Schéma d'onduleur de tension triphasé.

1.5. Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé

La représentation schématique de l'onduleur est fournie par la (figure1-3) Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif I_a , I_b et I_c , les interrupteur S_1 et S_1' , S_2 et S_2' , S_3 et S_3' doivent être complémentaire deux à deux, et pour que les tensions de sortie v_a , v_b et v_c soient identiques à un tiers de la période T de leur fondamental prés, il faut commander chaque demi pont avec un retard de $T/3$ sur le recèdent. En commande pleine onde on ferme donc :

S_1 Pour $wt = 0$ et S_1' pour $wt = \pi$.

S_2 Pour $wt = 2\pi/3$ et S_2' pour $wt = \pi + 2\pi/3$.

S_3 Pour $wt = 4\pi/3$ et S_3' pour $wt = \pi + 4\pi/3$.

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre. Si le récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par exemple) on peut supprimer la liaison entre le point neutre « N » et le point milieu « O » du la source, Donc supprimer celui- ci, on obtient alors l'onduleur triphasé proprement dit. [4]

1.6. Modèle mathématique de l'onduleur de tension triphasé

Les interrupteurs S_1 et S_1' , S_2 et S_2' , S_3 et S_3' doivent être complémentaires deux à deux, quel que soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons pour la commande MLI ; quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu (fictif) 'O' de la source de tension.

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$\begin{cases} v_a - v_o = \frac{Vdc}{2}; S^1 \text{ fermé} & \text{Et } v_a - v_o = -\frac{Vdc}{2}; S^1 \text{ ouvert} \\ v_b - v_o = \frac{Vdc}{2}; S^2 \text{ fermé} & \text{Et } v_b - v_o = -\frac{Vdc}{2}; S^2 \text{ ouvert} \\ v_c - v_o = \frac{Vdc}{2}; S^3 \text{ fermé} & \text{Et } v_c - v_o = -\frac{Vdc}{2}; S^3 \text{ ouvert} \end{cases} \quad (1.1)$$

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées de l'onduleur ainsi pour la première de ces tension.

$$\begin{cases} v_a - v_b = (v_a - v_o) - (v_b - v_o) = Vdc & \text{Si } S_1 \text{ est fermé et } S_2 \text{ est ouvert} \\ v_a - v_b = (v_a - v_o) - (v_b - v_o) = 0 & \text{Si } S_1 \text{ et } S_2 \text{ sont fermés} \\ v_a - v_b = (v_a - v_o) - (v_b - v_o) = 0 & \text{Si } S_1 \text{ et } S_2 \text{ sont ouverts} \\ v_a - v_b = (v_a - v_o) - (v_b - v_o) = -Vdc & \text{Si } S_1 \text{ ouvert est et } S_2 \text{ fermé} \end{cases} \quad (1.2)$$

Son point neutre étant isolé, si le récepteur est équilibré on peut passer des tensions composées aux tensions simples v_a, v_b, v_c à la sortie de l'onduleur. Pour que, quelle que soit leurs formes d'ondes, les trois courants IA, IB, IC aient une somme nulle, il faut que leurs trois fondamentaux aient une somme nulle et qu'il en soit de même pour les divers harmoniques.

Si le récepteur est équilibré, ces trois phases présentent la même impédance pour le fondamental ainsi que pour les divers harmoniques, les produits impédances 'Z'- courants, c'est à- dire les tensions ont une somme nulle pour les fondamentaux ainsi que les systèmes harmoniques successifs, en ajoutant toutes ces sommes on obtient la somme nulle des trois tensions.

A cause de l'équilibre on a :

$$\begin{cases} I_a + I_b + I_c = 0 \\ v_a + v_b + v_c = 0 \end{cases} \quad (1.3)$$

Donc :

$$\begin{cases} U_{ab} - U_{ca} = (v_a - v_b) - (v_c - v_a) = 2v_a - v_b - v_c \\ U_{bc} - U_{ab} = (v_b - v_c) - (v_a - v_b) = -v_a + 2v_b - v_c \\ U_{ca} - U_{ab} = (v_c - v_a) - (v_b - v_c) = 2v_c - v_b - v_a \end{cases} \quad (1.4)$$

Et on a :

$$\begin{cases} v_a = -v_b - v_c \\ v_b = -v_a - v_c \\ v_c = -v_a - v_b \end{cases} \quad (1.5)$$

Donc

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) = \frac{1}{3}[(v_a - v_b) - (v_c - v_a)] \\ v_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) = \frac{1}{3}[(v_b - v_c) - (v_a - v_b)] \\ v_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{ab}) = \frac{1}{3}[(v_c - v_a) - (v_b - v_c)] \end{cases} \quad (1.6)$$

On obtient finalement :

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3}[2(v_a - v_o) - (v_b - v_o) - 2(v_c - v_o)] \\ v_b = \frac{1}{3}[-(v_a - v_o) + 2(v_b - v_o) - (v_c - v_o)] \\ v_c = \frac{1}{3}[-(v_a - v_o) - (v_b - v_o) + 2(v_c - v_o)] \end{cases} \quad (1.7)$$

Si v_{ao} , v_{bo} et v_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeur continues), alors v_a , v_b et v_c sont les tensions de sorties de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent, L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu - alternatif (DC-AC).

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (1.8)$$

On aura alors :

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{DC}]$$

Avec $[V_{AC}] = [V_A V_B V_C]^t$ Tension alternative équilibré

Et $[V_{DC}] = [V_{AO} V_{BO} V_{CO}]^t$ Tension continue.

1.7. Domaines d'application

Les onduleurs ont été conçus essentiellement pour fonctionner dans les domaines d'applications suivants: a. Les alimentations sans interruption (ASI) : Certaines applications sensibles (secteur pétrolier, hôpitaux, serveurs informatiques...) ne peuvent supporter la moindre panne d'alimentation. Pour réaliser une alimentation sécurisée, on a la même structure que précédemment avec des batteries sur le bus continu, ce qui permet de continuer à fournir de l'énergie et donc une tension sinusoïdale le temps qu'un groupe électrogène prenne le relais. (Rq: onduleurs plus souvent en monophasé). En pratique, les onduleurs actuels (pour ASI ou variateurs) sont pilotés par des algorithmes très compliqués (contrôle vectoriel de flux) et surtout comporte des fonctionnalités annexes, support de plusieurs protocoles de communication, pilotage par PC déporté, paramétrage différent suivant la charge ... Rq : l'onduleur seul peut fonctionner dans les quatre quadrants (à condition de mettre en anti parallèle des diodes sur les transistors), mais souvent le bus continu est alimenté par un pont

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

redresseur triphasé à diode qui lui n'est pas réversible en courant.[5] La variation de la vitesse : Comme nous l'avons vu sur les cours sur les MAS et machines synchrones, la façon la plus efficace de régler la vitesse de ces machines et d'agir sur la fréquence de leur tension d'alimentation. Pour répondre à ce besoin, on conçoit donc un redresseur triphasé qui fournit une tension continue et on place un onduleur à la suite qui crée le réseau de tension triphasé sinusoïdal à une l'amplitude et à la fréquence permettant le fonctionnement désiré.

Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes.

Alimentation de sûreté : pour contrarier les microcoupures ou les tensions parasites dans le système informatique.

1.8. Commande 180°

Dans les variateurs de vitesse, l'onduleur de tension fonctionne presque toujours en MLI dans toute la plage des vitesses. L'onduleur fait varier non seulement la fréquence des tensions de sortie mais aussi leur valeur. Toutefois, il faut d'abord examiner le cas où l'onduleur est commandé en pleine onde, car ce fonctionnement sert de point de départ et de base de comparaison pour l'étude de fonctionnement en MLI. Nous concéderons une charge triphasée équilibrée, et pour simplifier l'étude nous supposerons que le couplage en étoile (bien que le branchement d'une charge triangle soit envisageable). Pour cette structure, plusieurs types de commande sont possible, on a fait les études pour la commande 180°, c'est la commande la plus utilisée.

Les interrupteurs sont commandés pendant une durée correspondant à une demi période, mais avec des séquences décalées de d'un bras par rapport aux autres D'où :

- A tout instant deux interrupteurs sont en état de conduire et les quatre autres sont bloqués
- Deux interrupteurs d'un même bras doivent être commandés de façon complémentaire afin de ne pas court-circuiter la source de tension.

On obtient donc six séquences de conduction par période.

1.8.1. Principe de fonctionnement

Dans ce type de commande, la génération des signaux de commande de l'onduleur est effectuée en transformant un signal sinusoïdal en un signal carré pour chaque phase selon l'algorithme suivant :

Si $\sin (w.t) > 0 \rightarrow S (t)=1$

Si $\sin (w.t) < 0 \rightarrow S (t)=0$

Où :

$\sin (w.t)$: est le signal sinusoïdal ; $S (t)$: est le signal carré résultant de la commande.

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Schéma de bloc

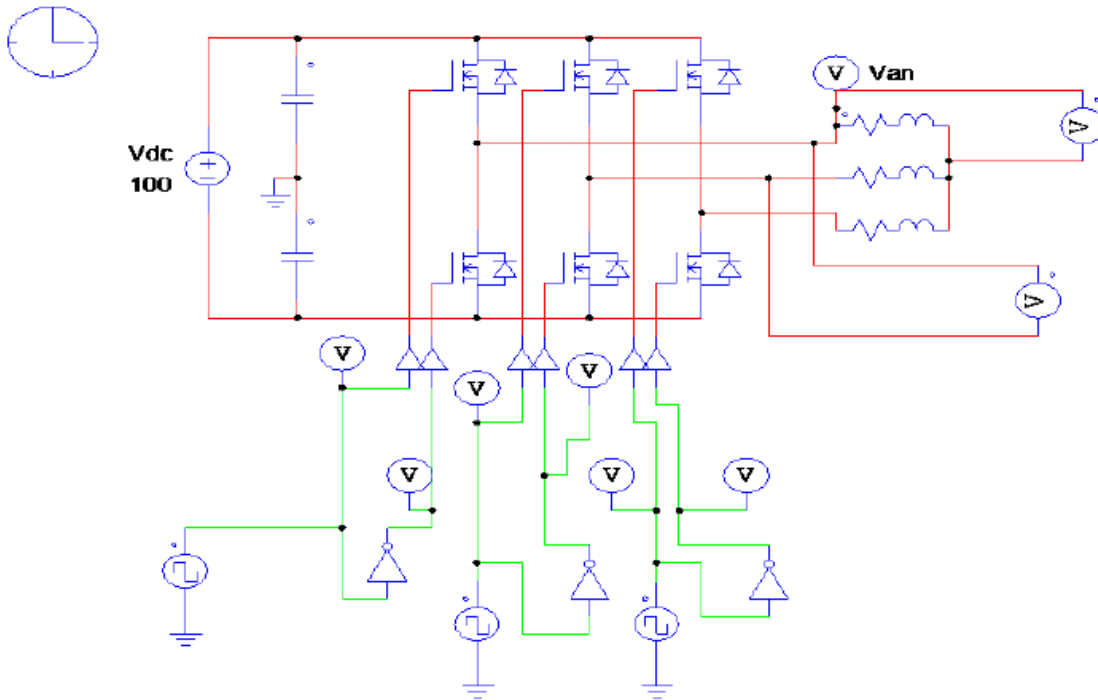


Figure 1.4 : Schéma fonctionnel de la commande pleine onde.

1.8.2. Interprétation

La figure (1.4) montre que les impulsions de commande 120° ont été égales à 1 pendant une demi-période de 0.01s et ont été décalées. La tension composée V_{ab} a alterné entre $+V_{dc}$ et $-V_{dc}$, tandis que la tension simple a alterné entre $2V_{dc}/3$, $V_{dc}/3$ d'une part, et $-V_{dc}/3$, $-2V_{dc}/3$ d'autre part, comme déjà vu au premier chapitre. Le spectre d'harmonique de la tension de sortie est très riche en harmoniques de rang faible, donc le filtrage est difficile, ce qui montre que sa forme est très éloignée de la forme sinusoïdale et ce qui limite son utilisation dans l'industrie. C'est la stratégie de commande la plus simple et qui ne permet pas de varier sa valeur efficace.

1.9. La Commande MLI

1.9.1. Différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI)

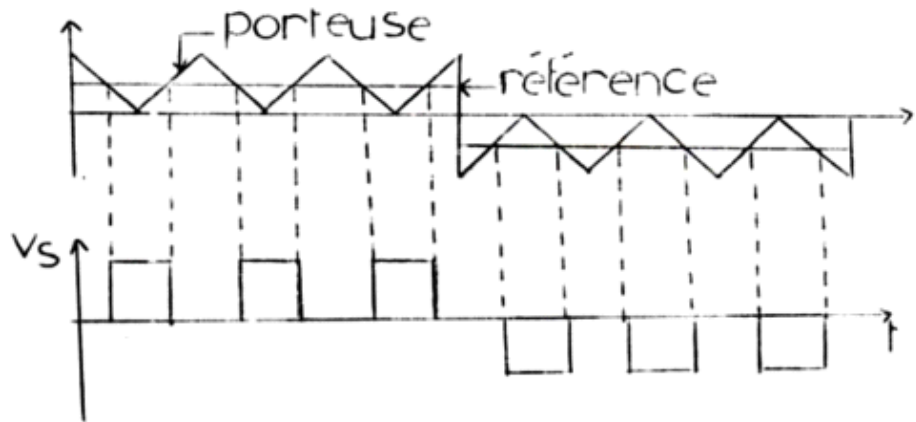
Plusieurs techniques de modulations ont été adoptées afin d'améliorer la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur, parmi lesquelles on peut citer :

1.9.2. La modulation linéaire multiple (UPWM)

Dans cette technique on compare une porteuse triangulaire avec un signal de référence linéaire. L'onde de sortie est sous la forme d'un train d'impulsion en créneaux de largeurs

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

égales (Figure). 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.



La modulation de largeur d'impulsions multiples

Figure 1.5 : La modélisation de largeur d'impulsions multiples.

1.9.3. La modulation sinusoïdale triangulaire unipolaire (SPWM)

Dans ce cas, le signal de référence est sinusoïdal, on obtient à la sortie de l'onduleur une onde formée d'un train d'impulsion de largeur variable (figure 1-5.). Les instants de commutations sont déterminés par des points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Ce type de MLI est la plus utilisée dans les applications industrielles, car elle s'est avérée la plus efficace pour la neutralisation des harmoniques

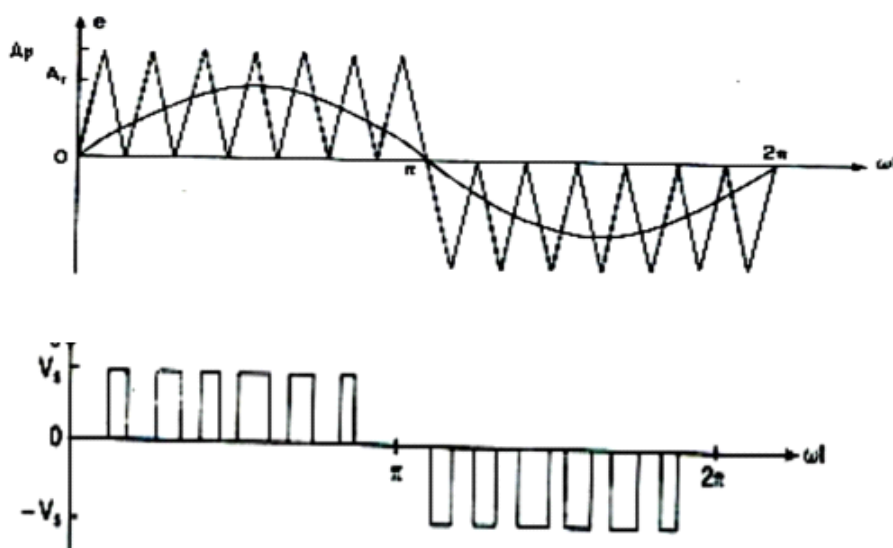


Figure 1.6 : MLI sinusoïdal triangulaire unipolaire.

1.9.4. La modulation sinusoïdale partielle (ou modifiée) (MSPWM)

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Le signal référence est toujours sinusoïdal, sauf que dans cette technique la porteuse n'est pas appliquée au milieu des alternances de la sinusoïde (Figure 1.7)

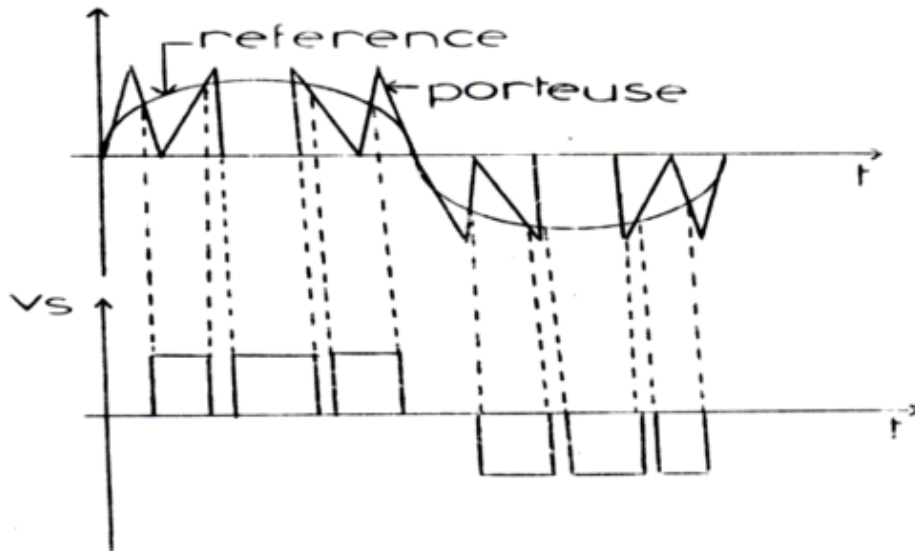
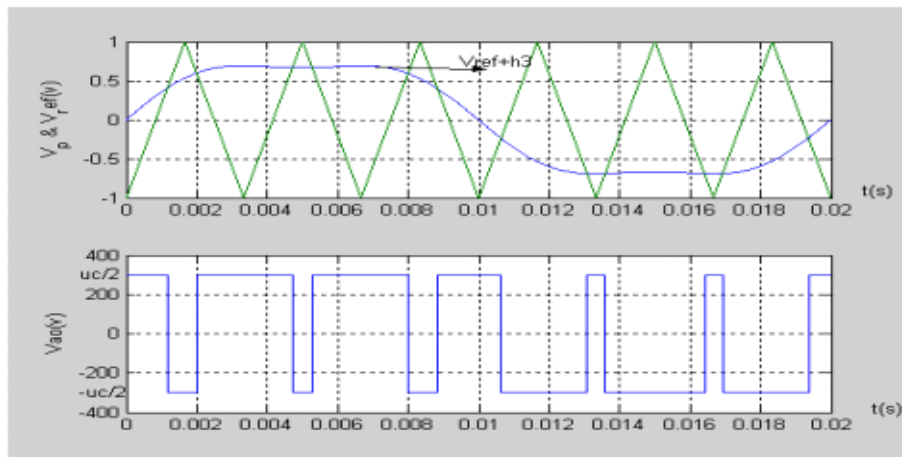


Figure 1.7 : MLI sinusoïdal triangulaire unipolaire

1.9.5. L'injection d'un harmonique 3 dans la référence

En triphasé, on peut améliorer les performances de la modulation en utilisant cette technique qui consiste à ajouter l'harmonique 3 à la sinusoïde de fréquence « f » pour former l'onde de référence (Figure 1.8).

L'addition d'harmonique permet d'augmenter l'amplitude maximale du fondamental dans la référence, et par là dans les tensions de sortie.



MLI avec l'injection de l'harmonique 3

Figure 1.8 : MLI avec l'injection de l'harmonique 3.

1.9.6. La modulation calculée

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Cette technique de MLI consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de manière à répondre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde délivrée par l'onduleur. Les critères usuellement retenus sont :

- élimination d'harmoniques de rangs spécifiés.
- élimination d'harmoniques dans une bande spécifiée.
- minimisation d'un critère harmonique global.

1.9.7. La modulation vectorielle

La MLI vectorielle est la méthode récemment la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones. Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur.

2. Commande MLI triangle- sinusoidales

Le principe de base de la modulation de largeur d'impulsion est sur le découpage d'une pleine onde rectangulaire. Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension d'alimentation (continue) et de largeur variable. La technique la plus répandue pour la reproduction d'un signal MLI est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence appelé modulatrice et qui constitue l'énergie du signal recueilli à la sortie de l'onduleur, (figure 1.9)

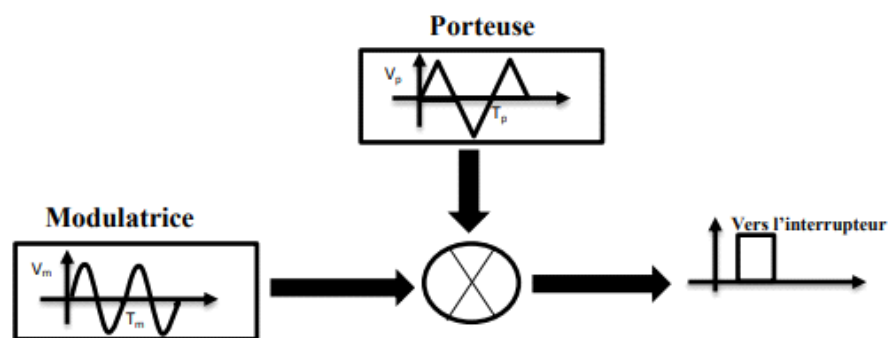


Schéma de base MLI

Figure 1.9 : Schéma de base MLI.

2.1. Caractéristiques de la modulation

La technique de la MLI se caractérise par deux grandeurs :

Le coefficient de réglage : qui est défini comme étant le rapport de l'amplitude de l'onde modulante à celle de l'onde porteuse. Il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$r = \frac{v_m}{v_p}$$

L'indice de modulation : Il est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse à celle d

$$m = \frac{f_p}{f_m}$$

2.2. Principe de base

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence fs. Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires. Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$v_m > v_p \rightarrow S(t) = 1 \text{ sinon } S(t) = 0$$

Avec :

v_m : La tension référence.

v_p : La tension porteuse.

S (t) : est le signal MLI résultant

2.3. Le schéma de bloc

Le schéma fonctionnel de(la figure 1.10)montre le principe de la commande triangulons-sinusoïdale MLI :

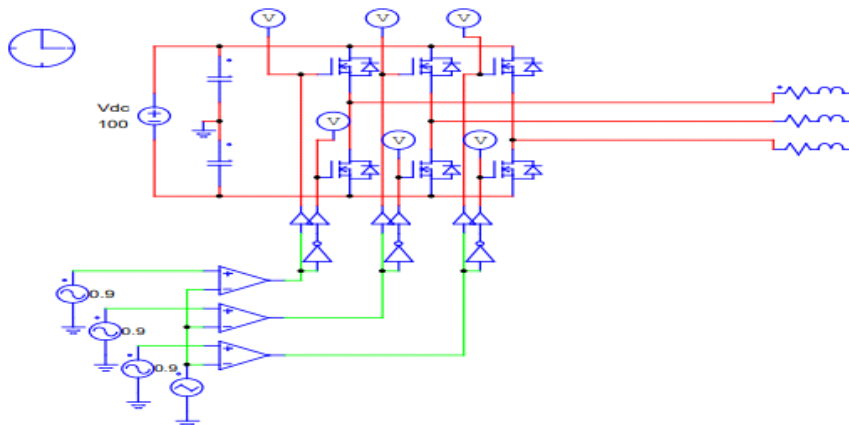


Schéma fonctionnel de la commande MLI

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Figure 1.10 : Schéma fonctionnel de la commande MLI.

2.4. Principe de fonctionnement

La figure (1.10) montre bien le principe de fonctionnement de la technique MLI Si $V_{réf} > V_{por}$ $S1=1$ Sinon $S1=0$. On montre qu'il est possible en calculant soigneusement les angles de commutation, d'annuler complètement les harmoniques de rang faible. Cela est assuré dans les onduleurs industriels par un système à microprocesseur dans lequel sont mis en mémoire les valeurs des angles de commutation.

En se limitant aux harmoniques de rang faible, le THD est alors voisin de zéro. Il est facile par un simple filtrage passe-bas d'éliminer les harmoniques.

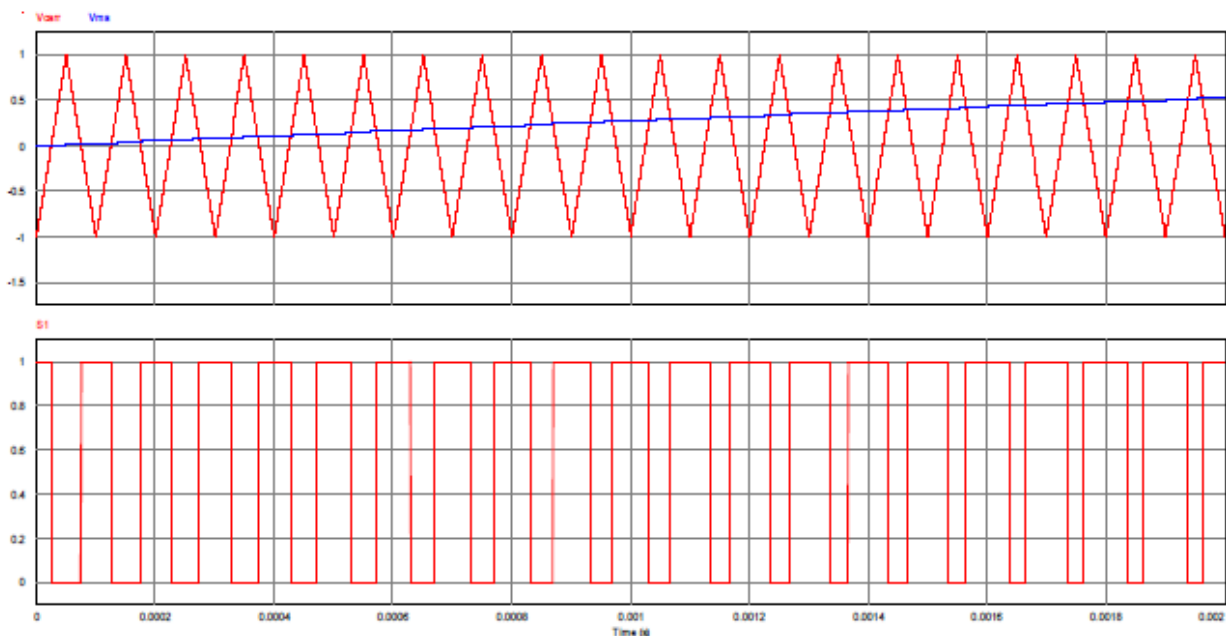


Figure 1.11 : Allure de tensions des signaux de commande.

3. Convertisseurs Matriciels

Un convertisseur matriciel est un convertisseur de fréquence direct, générant des Tensions triphasées variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions Triphasées rigides d'entrée. Un circuit intermédiaire continu n'est pas nécessaire.

Le principe est basé sur une topologie matricielle reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par un commutateur de puissance bidirectionnel.[6]

3.1. Convertisseurs Matriciel Direct

Un convertisseur matriciel direct (CMD) est une nouvelle topologie de convertisseur de fréquence direct. Il permet d'avoir un système triphasé des tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions du réseau d'alimentation industriel.

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Le convertisseur matriciel direct triphasé-triphasé est composé de neuf (9) interrupteurs bidirectionnels qui permet à toutes les phases de sorties d'être connecté à n'importe quelles phase d'entrées. L'entrée du convertisseur est connectée à un système triphasé de tension (au réseau) et sa sortie connectée à un système de courant triphasé (charge).

En raison de sa bidirectionnalité et de la symétrie, une double connexion pourrait être également possible pour le convertisseur matriciel direct : un système d'alimentation en courant à l'entrée et un système de tension à la sortie.[7]

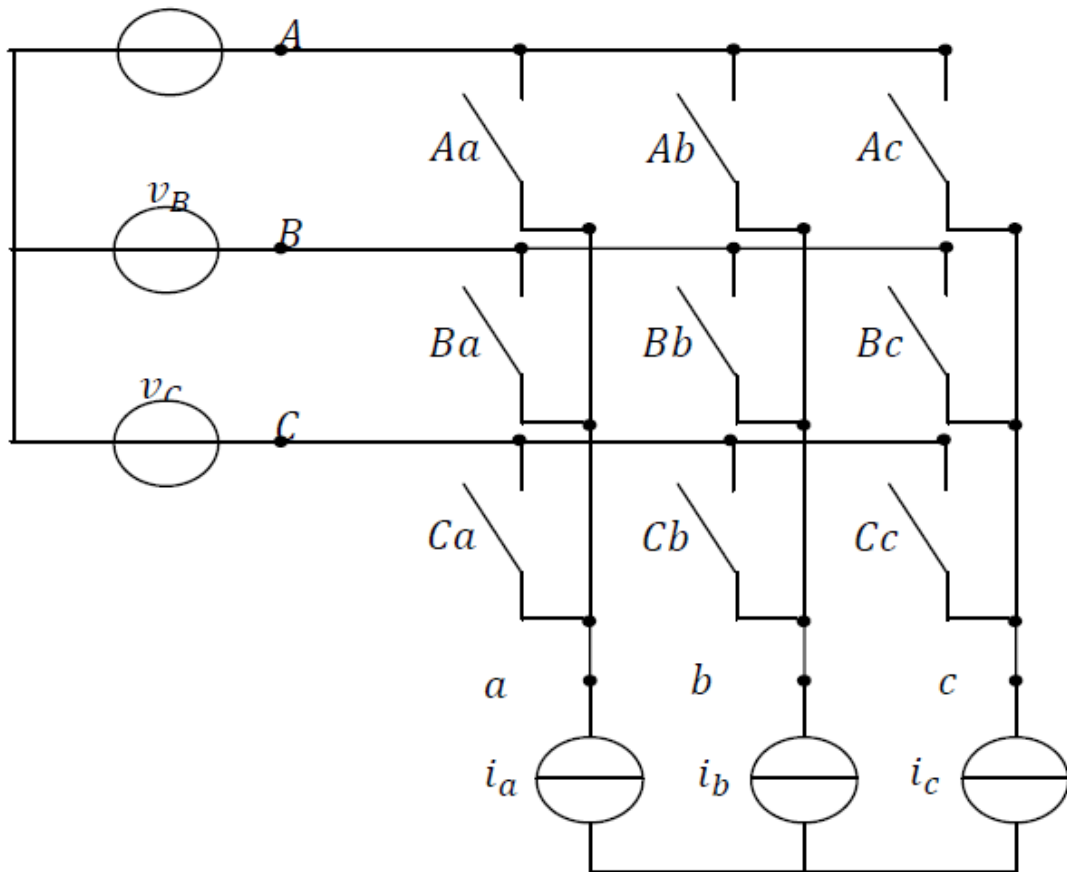


Figure 1.12 : La structure d'un convertisseur matriciel triphasé-triphasé direct.

3.2. Les avantages et les inconvénients des convertisseurs matriciels

Les avantages et les inconvénients des convertisseurs matriciels sont liés à sa structure :

3.2.1. Avantages d'un convertisseur matriciel [8]

- L'obtention de courants quasi-sinusoïdaux à l'entrée et à la sortie (ne contenant pas d'harmoniques de bas ordre).

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

- Le réglage du facteur de puissance à l'entrée qui permet de faire de la compensation de l'énergie réactive et dans une certaine mesure, de réduire les coûts associés aux matériels de compensation réactive.
- L'opération inhérente dans les quatre quadrants offre la bidirectionnalité du flux de la puissance.
- Une large gamme de variation de la fréquence.

3.2.2. Inconvénients des convertisseurs matriciels [9]

- Manques des interrupteurs bidirectionnels
- Limite de ratio de tension (0.866)

3.3. Domaines d'application des convertisseurs matriciels [10]

- La commande des moteurs alternatifs.
- Interconnexion de réseaux électriques.
- L'alimentation électrique des avions.
- L'alimentation des systèmes éoliens.

Les systèmes de transmission de courants alternatifs flexibles (FACTS

3.4. Stratégie de modulation d'un convertisseur matriciel direct

Pour établir la stratégie de modulation d'un convertisseur matriciel, il est nécessaire de faire appel à un modèle mathématique.

Le premier modèle simple est le suivant :

$$\begin{cases} v_s = F[M_{ij}]v_e \\ i_e = F[M_{ij}]^T i_s \end{cases} \quad (1.9)$$

où :

$v_s = [v_a v_b v_c]^T$: est le vecteur des tensions de sortie.

$v_e = [v_A v_B v_C]^T$: est le vecteur des tensions d'entrée

$i_e = [i_A i_B i_C]^T$: est le vecteur des courants d'entrée

$i_s = [i_a i_b i_c]^T$: est le vecteur des courants de sortie.

Ce modèle est la base de toutes les techniques de modulation dites scalaire (Venturini, Roy). Il existe d'autres techniques de modulations dites modulation vectorielle qui sera détaillé prochainement.

Nous nous intéressons durant l'étude qui suit à la méthode de Venturini et la modulation vectorielle indirecte

3.5. Commutateurs de puissances bidirectionnels

Les interrupteurs de puissance utilisés dans les convertisseurs matriciels sont en général bidirectionnels, c'est-à-dire qu'ils permettent de conduire le courant symétriquement dans les deux sens et de bloquer les tensions de deux polarités.

Le manque des interrupteurs bidirectionnels explique l'existence de quatre configurations d'interrupteurs bidirectionnels qui sont formés à partir des interrupteurs unidirectionnels.

La première est formée par un pont de diodes et un transistor au milieu (fig. 1.13.a). La deuxième est formée par deux diodes et deux transistors montés en collecteurs commun (fig.1.13.b). La troisième est formée par deux diodes et deux transistors montés en émetteur commun (fig.1.13.c) et la dernière est formée de deux transistors permettant de bloquer des tensions négatives (fig.1.13.d).[11]

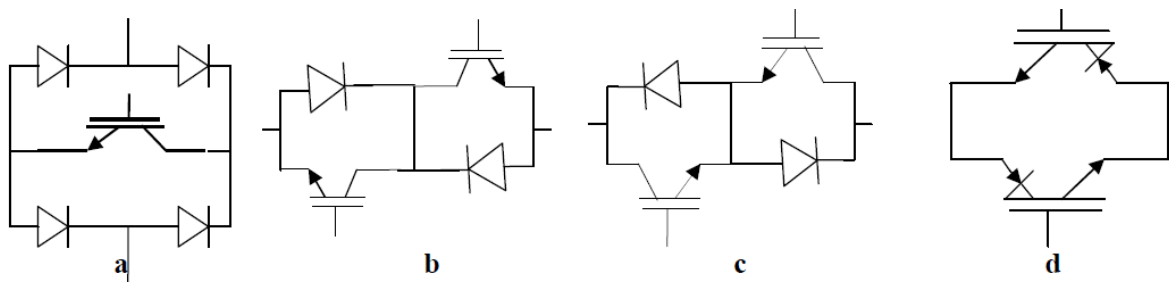


Figure 1.13 : Interrupteurs Bidirectionnels.

3.6. Commutation admissible

3.6.1. Commutation

Le convertisseur matriciel est composé de trois cellules (a, b, c) qui possèdent une symétrie fonctionnelle, comme il est montré dans la figure suivante:

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

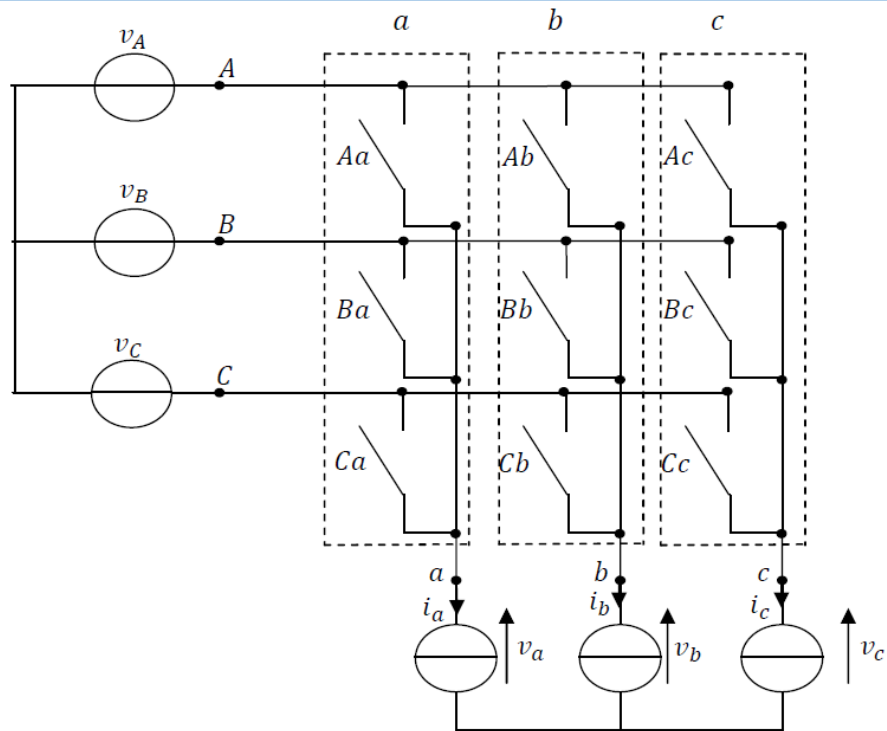


Figure 1.14 : cellule de commutation du convertisseur matriciel.

Avec neuf interrupteurs bidirectionnels on peut assurer 512 (2⁹) différentes combinaisons mais toutes les combinaisons ne sont pas physiquement réalisables. Le choix des combinaisons des états de commutation du convertisseur matriciel doit respecter deux règles de base:

- Il ne faut jamais fermer plus qu'un seul commutateur par cellule d'une phase de sortie.

Ceci peut provoquer un court-circuit, la destruction due aux forts courants résultants.

- Les interrupteurs bidirectionnels d'une cellule ne doivent pas être tout désamorcés à tout point dans le temps. Ceci peut provoquer des surtensions, en absence d'un circuit pour le courant de charge inductive.

Donc, ces règles impliquent qu'un seul commutateur bidirectionnel par phase de sortie doit être allumé à chaque instant. Par cette contrainte, dans un convertisseur matriciel triphasé-triphasé les combinaisons permises de commutation sont 27.

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

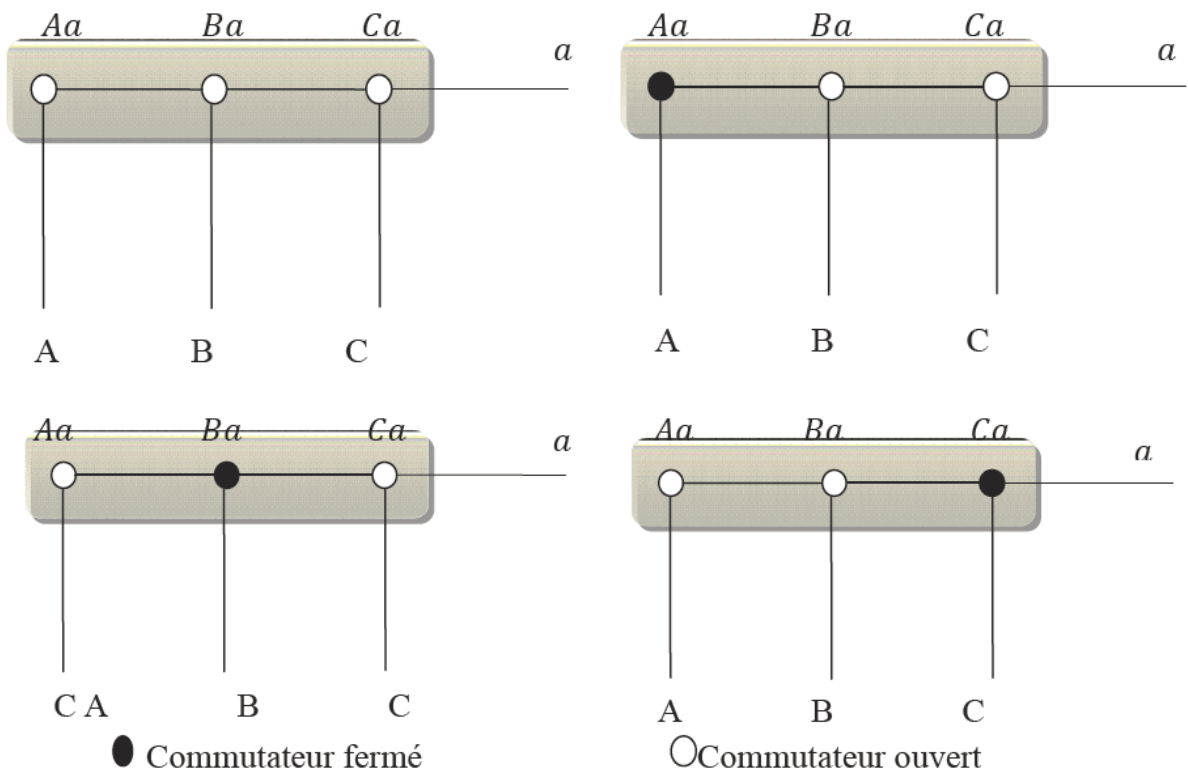


Figure 1.15 : Les quatre configurations possibles pour une cellule.

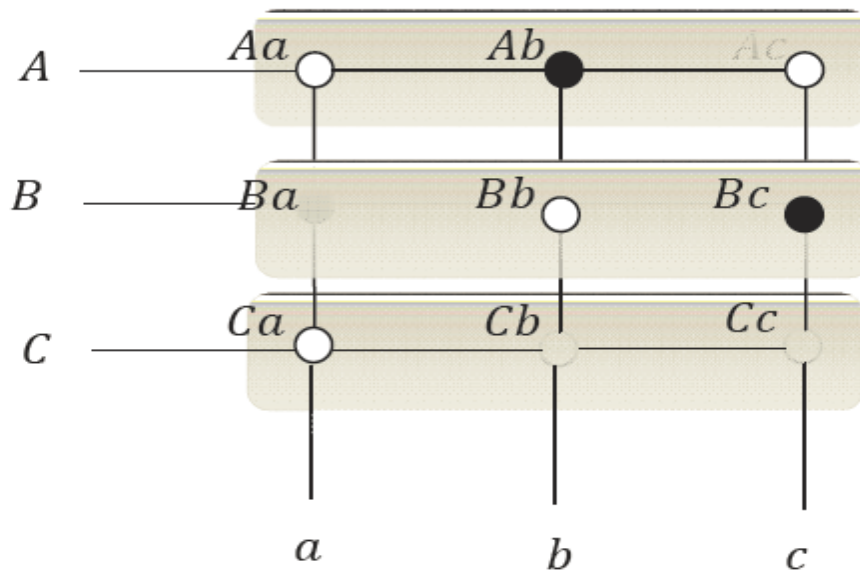
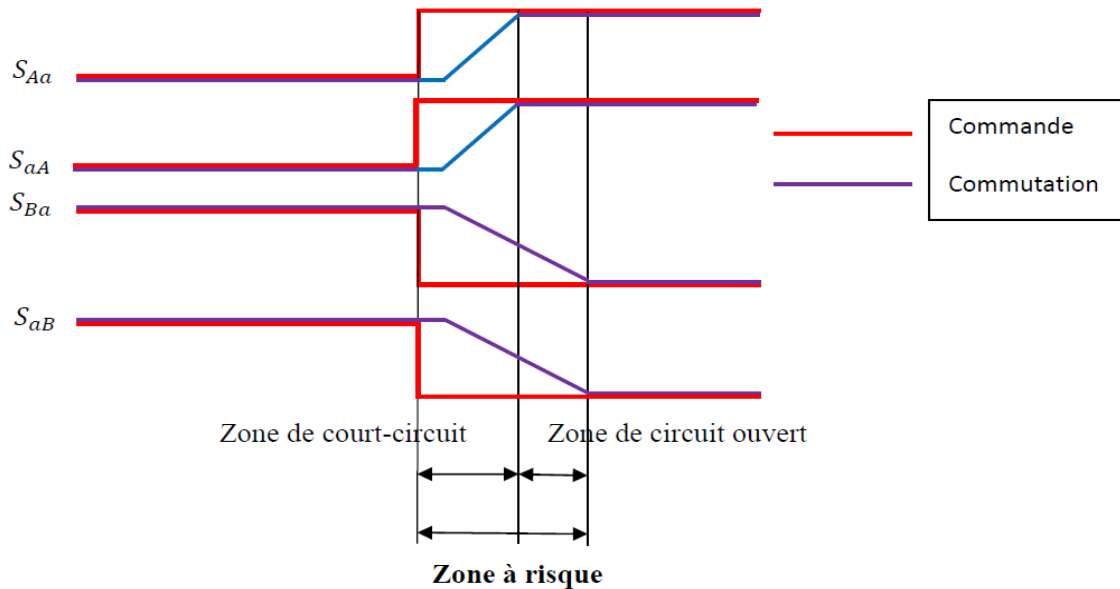


Figure 1.16 : Exemple de définition d'un état de commutation de la matrice.

3.7. Problèmes de commutations

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Il existe un temps de retard lors de l'ouverture et de la fermeture d'un commutateur dû à l'existence d'une capacité parasite entre les électrode d'un IGBT, ce qui entraîne un risque de court-circuit de la source de tension à l'entrée ou l'ouverture du circuit pour les courant de sortie qui sont les deux faits à qui ne doivent jamais arrivés pour un convertisseur matriciel, car



il entraîne la destruction des commutateurs par des courants circulants.(Figure I.17) :

Figure 1.17 : Schéma du risque lors de la commutation entre deux interrupteurs Bidirectionnels.

3.8. Solution pour le problème de commutation

3.8.1. Méthode adoptée

Des recherches ont été réalisées pour donner des solutions à ces problèmes de commutation. Toutes les recherches sont basées sur le principe de la séparation de la commande des transistors d'un même interrupteur bidirectionnel.

Cette commande est contrôlée soit par la tension composée aux bornes de deux interrupteurs ou par le courant de sortie de la cellule de commutation qui génère des séquencement spécifiques de commande des commutations des interrupteurs

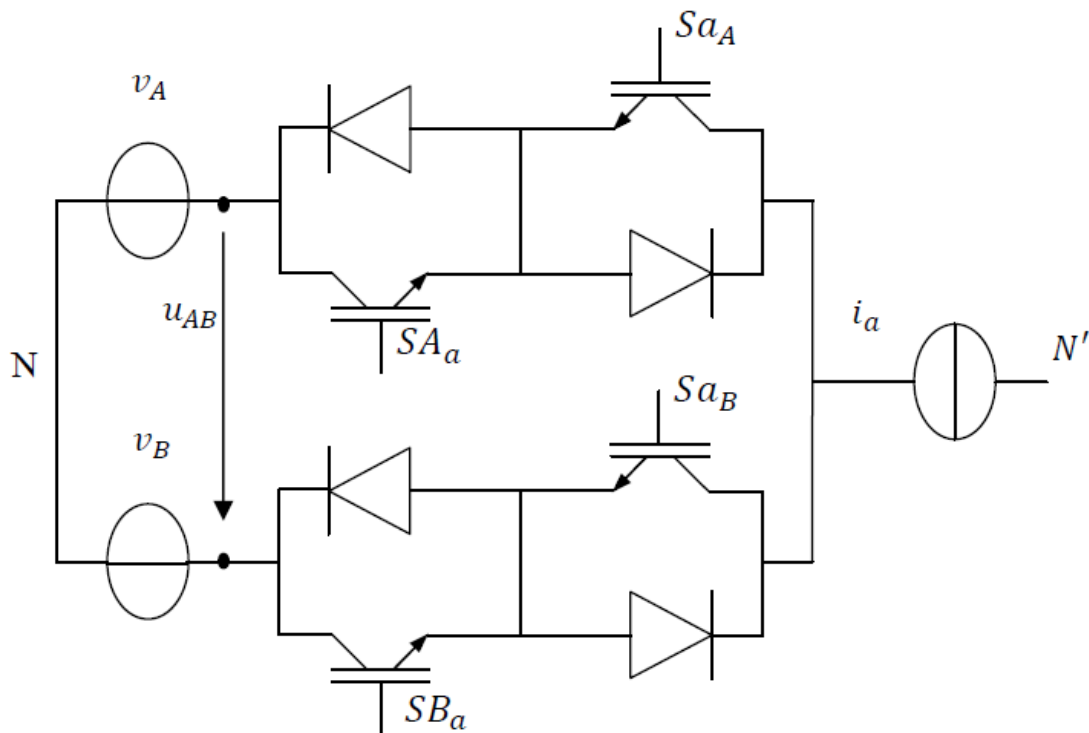


Figure 1.18: Les Schéma de base pour l'étude de la commutation.

3.8.2. Explication de la méthode à quatre étapes basée sur le signe du courant

Parmi les techniques utilisées, on trouve celle à quatre étapes basée sur le signe du courant. On suppose que les commutations se feront entre l'interrupteur « AaA » et « BaB ». Initialement les deux transistors (IGBT) du premier interrupteur « Aa » sont fermés. Pour la première étape, l'IGBT s_{aA} est ouvert c'est-à-dire que le courant il ne peut pas passer de a vert A et pour cela (deuxième étape) on peut fermer l'IGBT s_{Ba} même si s_{aA} est fermée car le courant ne peut pas transiter de 'a' à 'A' pour que il ne crie pas un court-circuit. Après la deuxième étape, la commande de la diode D_{AB} de l'interrupteur 'Aa' est reliée à la tension U_{AB} . Si $U_{AB} < 0$, la diode est polarisé en inverse, alors une commutation naturel aura lieu. Sinon si $U_{AB} > 0$, une commutation forcée aura lieu ; pour cette raison l'IGBT S_{aA} sera ouvert pour la troisième étape. Finalement la fermeture de l'IGBT s_{aB} permet la conduction des courants. U_{AB}

Il existe d'autres méthodes comme la méthode à deux étapes ou la méthode à trois étapes qui se basent soit sur le signe du courant ou sur le signe de la tension.

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

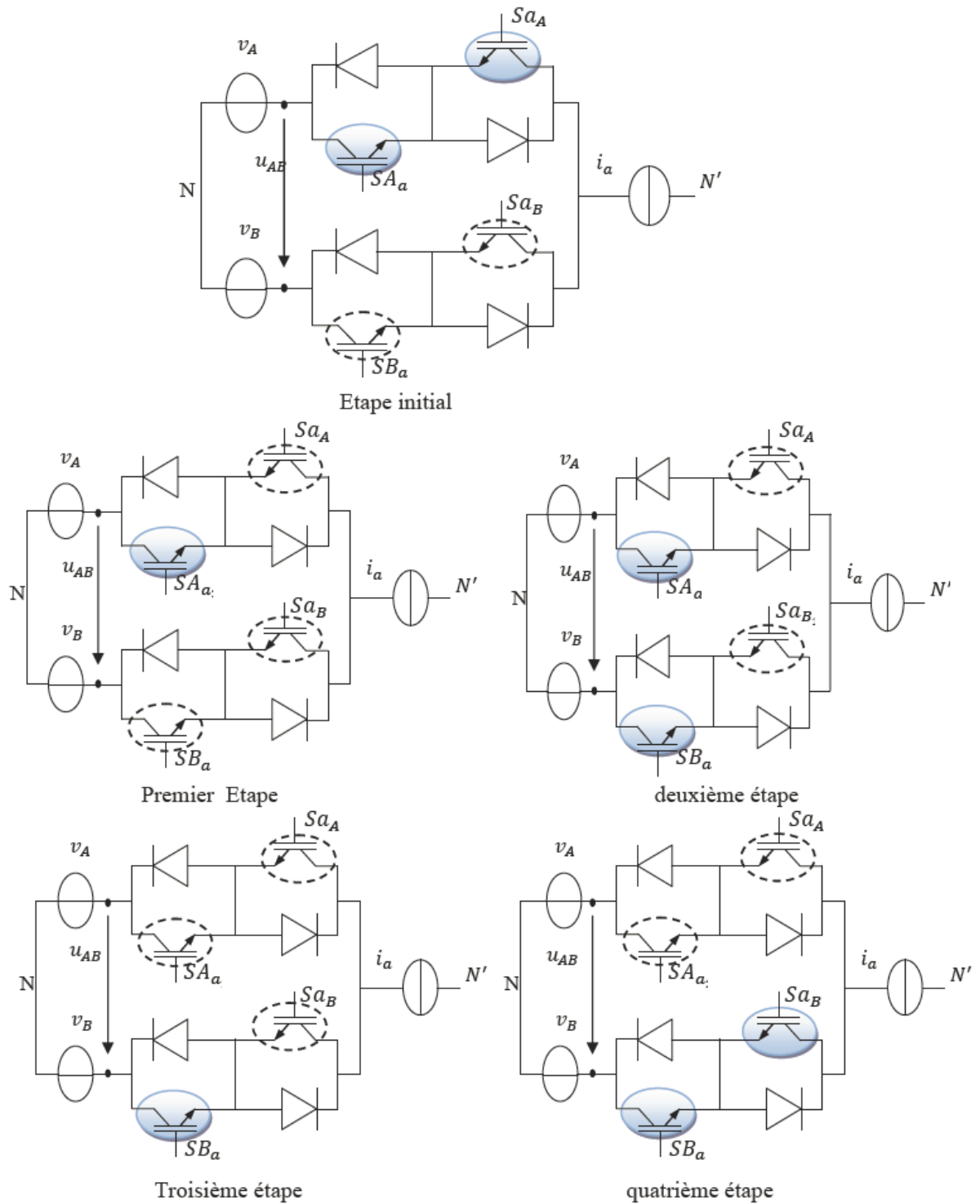


Figure 1.20 : états de commutation d'une cellule d'un convertisseur matriciel utilisant la technique à quatre étapes basée sur le singe du courant.

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

3.9. Circuits auxiliaire pour le convertisseur matriciel

3.9.1. Filtre d'entrée

Le rôle du dispositif de filtrage placé en amont du convertisseur matriciel est de réduire les courants harmoniques retournant au réseau en leur fournissant un chemin de faible impédance.

En plus de respecter les normes de qualité de l'onde, la conception du filtre d'entrée doit également accomplir ce qui suit :

- La fréquence de coupure du filtre d'entrée doit être plus basse que la fréquence de Commutation.
- Introduire un minimum d'angle de déplacement à l'entrée.
- Etre peu onéreux.

Selon l'importance des critères choisis, différents circuits de filtrage sont envisageables, la topologie la plus utilisée est un circuit série LC vu sa simplicité de réalisation et peu couteux.

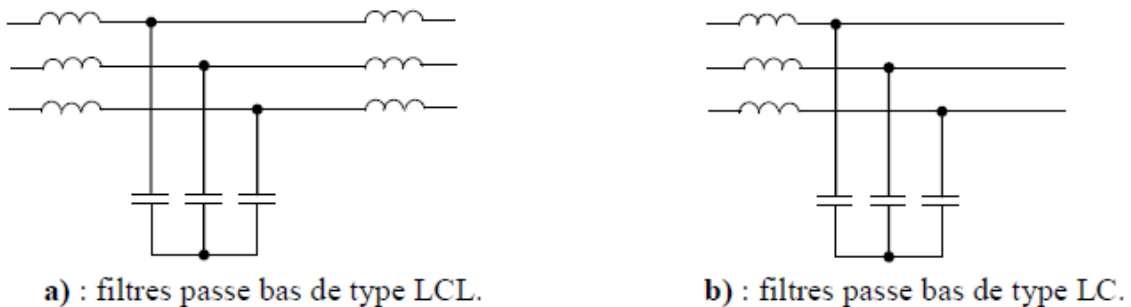


Figure 1.21 : filtres d'entrée.

3.9.2. Circuit de protection

Le comportement non idéal des interrupteurs, causent des défauts de commutation et engendrent des surtensions importantes aux ports d'entrée et de sortie du convertisseur. Pour cette raison, un circuit de protection comme celui présenté à la figure (I.16) est connecté entre les ports du convertisseur; le circuit protège les semi-conducteurs du convertisseur des surtensions produites par l'ouverture momentanée des trois interrupteurs d'une même branche de sortie ou de la déconnexion brusque de la charge.

Le condensateur du circuit d'écrêtage se charge initialement à travers le premier redresseur relié au réseau; la tension de repos du condensateur est égale à la valeur crête de la tension de ligne du réseau. En cas de surtension, le second redresseur relie le con aux phases de sortie et limite les tensions de ligne de sortie à la valeur crête du condensateur.

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

3.9.3. La méthode de Venturini

Cette méthode a été proposée par Venturini pour la modulation des convertisseurs matriciels, qui se base sur un algorithme simple

Les tensions de sortie et les courants d'entrée d'un convertisseur matriciel se synthétisent, durant une séquence et pour des périodes bien définies dans le temps, à partir d'une sélection de chaque phase d'entrée.

La tension de sortie se forme à partir des segments des trois tensions d'entrées. Le courant d'entrée se forme à partir des segments des trois courants de sortie.

Pour déterminer le comportement du convertisseur à des fréquences de sorties inférieures à la fréquence de commutation, un cycle de modulation peut être défini pour chaque interrupteurs.

$$M_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{seq}}$$

Avec :

t_{ij} : Durée de conduction d'un interrupteur.

T_{seq} : Durée de la période de commutation.

Les tensions de sortie :

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{Aa}(t) & M_{Ba}(t) & M_{Ca}(t) \\ M_{Ab}(t) & M_{Bb}(t) & M_{Cb}(t) \\ M_{Ac}(t) & M_{Bc}(t) & M_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_A(t) \\ v_B(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Les courants d'entrée :

$$\begin{bmatrix} i_A(t) \\ i_B(t) \\ i_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{Aa}(t) & M_{Ab}(t) & M_{Ac}(t) \\ M_{Ba}(t) & M_{Bb}(t) & M_{Bc}(t) \\ M_{Ca}(t) & M_{Cb}(t) & M_{Cc}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix}$$

(1.11)

Les formes compactes des équations (II.3) et (II.4) sont

$$[v_s(t)] = [M_t(t)][v_e(t)] \text{ et } [i_e(t)] = [M(t)]^T [i_s(t)]$$

A chaque instant, il y a seulement une ligne d'entrée qui peut être connectée à n'importe quelle ligne de sortie du convertisseur matriciel ; cette contrainte peut être exprimée comme suit:

Type equation here.

$$\sum i = A, B, C M_{ia}(t) = \sum i = A, B, C M_{ib}(t) = \sum i = A, B, C M_{ic}(t) = 1$$

(12)

Soit les tensions d'entrée et les courants de sortie suivants :

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$[(v_e(t))] = v_{em} \begin{bmatrix} \cos(w_e(t)) \\ \cos(w_e(t) - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(w_e(t) - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} [i_s(t)] = i_{sm} \begin{bmatrix} \cos(w_s + \varphi_s) \\ \cos(w_s + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(w_s + \varphi_s - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

(1.13)

Avec : $V_{em}; S_{im}$ Amplitude de la tension d'entrée et du courant de sortie respectives du convertisseur matriciel.

$w_e; w_s$: Pulsation des grandeurs d'entrée et de sortie respectives du convertisseur matriciel.

φ_s : est le déphasage entre la tension et le courant de sortie du convertisseur matriciel. Le but est de trouver une matrice de connexion M(t) tel que :

$$v_s(t) = q v_{em} \begin{bmatrix} \cos(w_s t) \\ \cos(w_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(w_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \text{ et } [i_e(t)] = q i_{sm} \begin{bmatrix} \cos(w_e t + \varphi_e) \\ \cos(w_e t + \varphi_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(w_e t + \varphi_e - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

(1.14)

où : q est le rapport de transformation entre la tension d'entrée et de sortie du convertisseur matriciel.

Alesina et Venturini ont trouvés deux solutions à ce problème, et l'une d'elles est adoptée pour la modulation s'écrit :

$[M(t)] =$

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2 \cdot q \cos(w_m(t)) & 1 + 2 \cdot q \cos(w_m t - \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2 \cdot q \cos(w_m t - \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2 \cdot q \cos(w_m t - 4\pi/3) & 1 + 2 \cdot q \cos(w_m t) & 1 + 2 \cdot q \cos(w_m - 2\pi/3) \\ 1 + 2 \cdot q \cos(w_m t - 2\pi/3) & 1 + 2 \cdot q \cos(w_m t - 4\pi/3) & 1 + 2 \cdot q \cos(w_m t) \end{bmatrix}$$

(1.15)

Avec $w_m = w_s - w_e$

Le convertisseur peut atteindre avec cette méthode, une valeur maximale du rapport de transformation (q) égale à 0.5.

Les fonctions de modulations peuvent être écrites comme suit :

$$M_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_{ei}v_{js}}{v_{em}^2} \right]$$

(1.16)

Pour $i=A, B, C$ et $j=a, b, c$

L'inconvénient de cette solution est la limite du rapport de transformation à 0.5 à cause du principe de la méthode (valeur moyenne) et de la forme des tensions d'entrée. Pour améliorer ce rapport de tension à $q=0.866$, Venturini a proposé l'injection de l'harmonique

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

d'ordre 3 de la tension d'entrée et celui de la tension désirée.

$$M_{IJ} = \frac{1}{3} \left[1 + \frac{2v_{ei}v_{js}}{v_{em}^2} + \frac{4q}{3\sqrt{3}} \sin(w_e t - \beta_i) \sin(3w_e t) \right]$$

(1.17)

Pour $i=A, B, C$ et $J=a, b, c$ $\beta_i=0, \frac{2\pi}{3}; \frac{4\pi}{3}$;

CHAPITRE I : ETUDE DE L'ONDULEUR ALIMENT LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Conclusion

L'objectif de ce premier chapitre est la modélisation mathématique de l'onduleur de tension triphasé, où nous avons le commencer par des généralités sur les onduleurs (définition, leurs classifications, et leur domaines d'application. Puis nous avons donné le principe de fonctionnement de l'onduleur avec son schéma de puissance. Et finalement, nous avons obtenu le modèle mathématique de l'onduleur qu'est, tout simplement, une matrice carrée.

A la fin, on a présenté la topologie des convertisseurs matriciels basés sur les interruptions bidirectionnels. Comme on a exposé les commutations admissibles pour un convertisseur matriciel et le problème lié à ces commutations et la solution adopté. On a rappelé aussi la nécessité du filtre d'entrée et le circuit de protection.

CHAPITRE II

SIMULATION DES

DIFFERENTES

TECHNIQUES DE

COMMANDE

D'ONDULEUR

CHAPITRE II : SIMULATION DES DIFFERENT TECHNIQUES DE COMMANDE DONDULEUR

1. Introduction

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies. A faibles fréquences, ils sont pilotés à pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désirée, et la source continue doit être réglable (à l'aide d'un redresseur à thyristor ou d'un hacheur).

A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardant la source continue constante (pont à diode).

Afin de produire une tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande seront présentés :

- 1- Commande pleine onde 180°.
- 2- Commande MLI.
- 3- Commande MLI Vectorielle.

Nous les simulerons dans l'environnement Matlab pour voir leurs différences.

La commande des convertisseurs matriciels consiste à trouver les séquences de pulsation pour que la moyenne des tensions de phase à la sortie du convertisseur soit modulée sinusoïdalement. L'amplitude et la fréquence de l'onde fondamentale des tensions doivent être variables. Afin de réaliser ceci, il existe des méthodes qui se basent généralement sur la modulation, connues, relative à la commande des convertisseurs de fréquence conventionnels, permettant la commande du convertisseur matriciel. On cite parmi elles [12]:

- La méthode scalaire de Venturini
- La commande directe par régulateur à action à deux positions (commande en courant)

Dans ce chapitre, on présentera les résultats de simulation de l'onduleur avec ces trois techniques de commande et celle du convertisseur matriciel.

2. Commande 180° d'un onduleur triphasé

Schéma de bloc

Chaque interrupteur conduit durant 180°. Cette commande se résume à commander les interrupteurs K1, K3 et K5 à la fermeture pendant une demi Période ($V(s)=U$) puis de commander K4, K6 et K2 durant la deuxième demi- période ($V(s)=-U$)

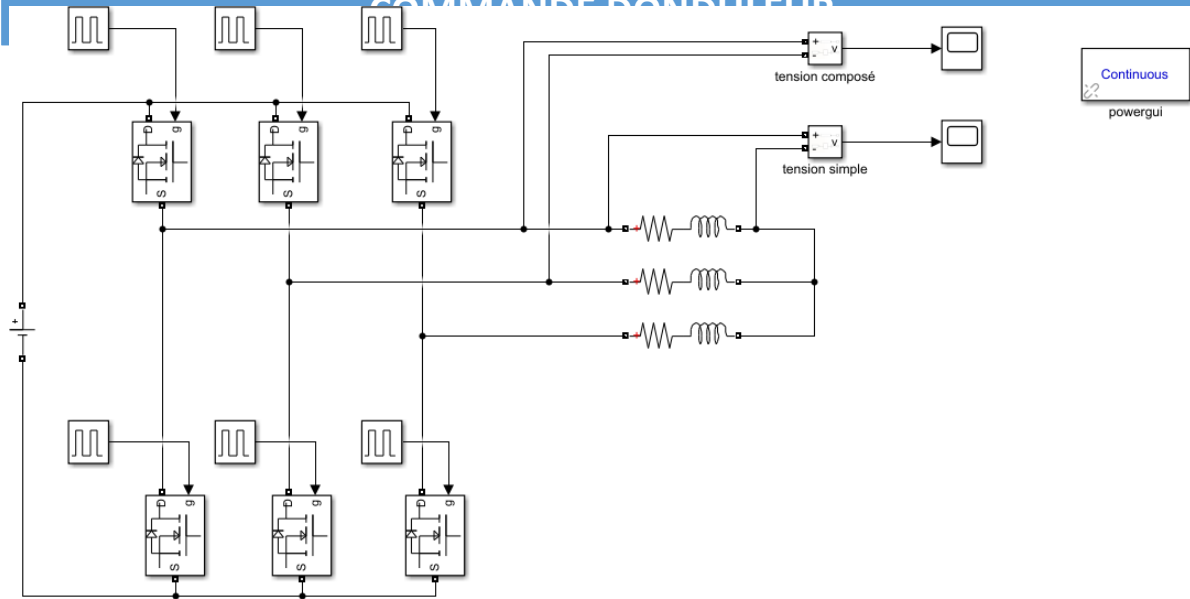


Figure2.1 : simulation de commande 180° d'onduleur.

3. Résultats de simulation

Nous avons fait la simulation de la commande en plein onde ou la Commande Sur notre onduleur dans l'environnement MATLAB, et dont sa charge est inductive RL couplé en étoile et permettant de mesurer la tension simple, avec Une fréquence imposée de 50Hz, et un bus dc de 100V. Les résultats de simulation Sont donnés par les (figures2.2 .2.3 .2.4)

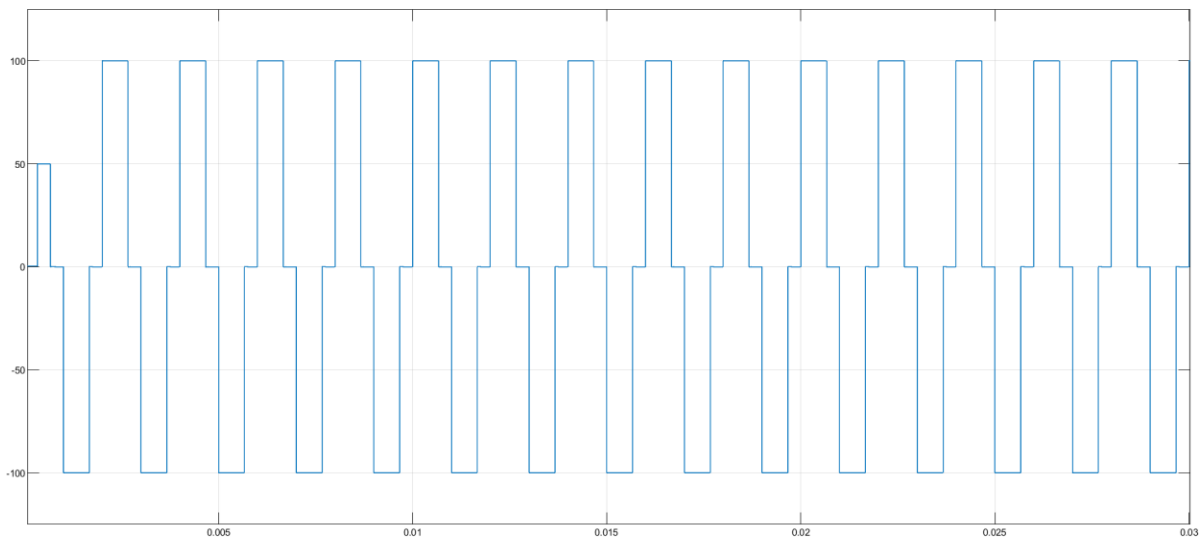


Figure2.2 : Tension composée de sortie.

CHAPITRE II : SIMULATION DES DIFFERENT TECHNIQUES DE COMMANDE D'ONDULEUR

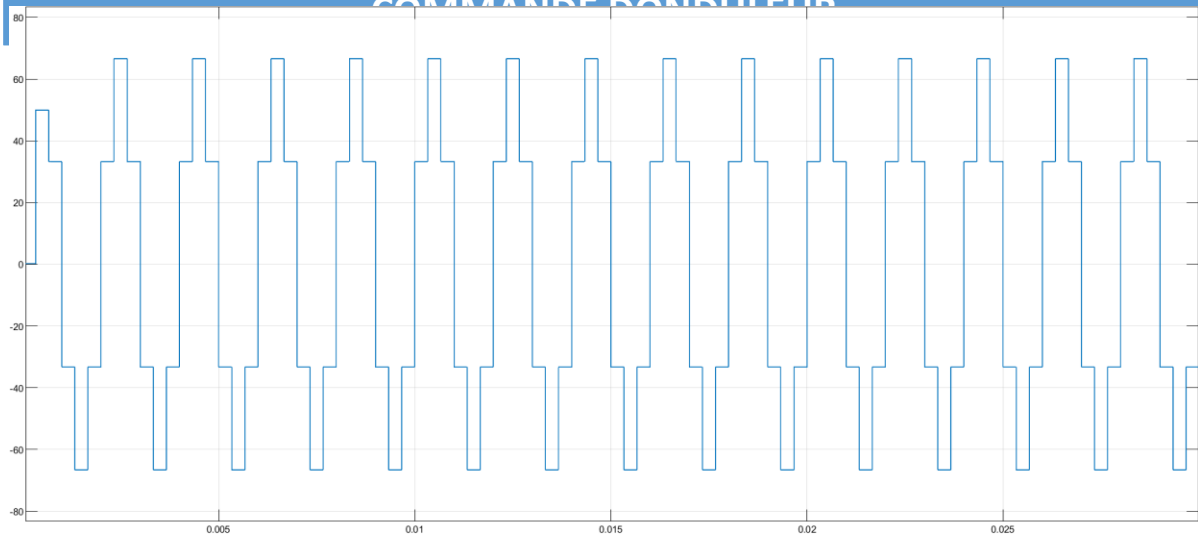


Figure 2. 3 : tension simple de sortie.

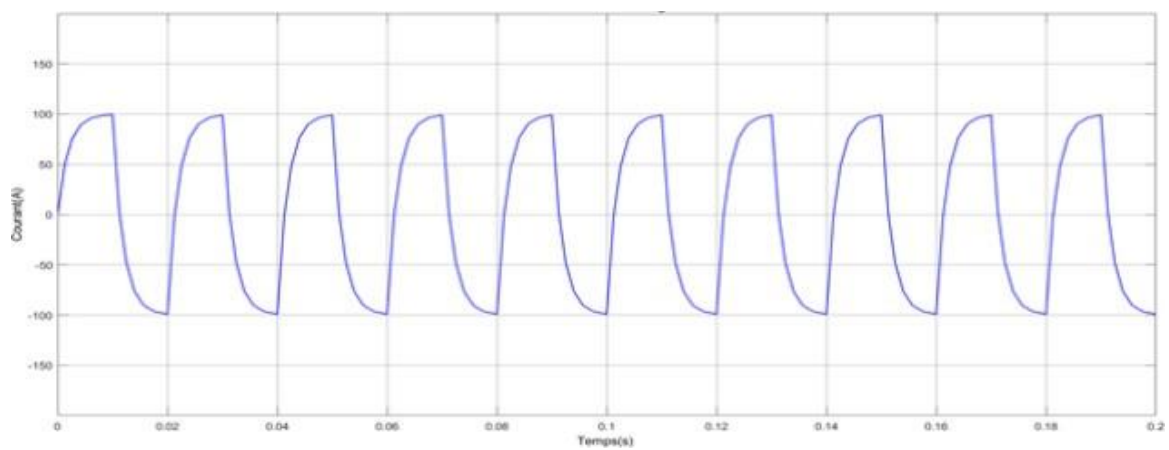


Figure2. 4 : Courant de sortie d'onduleur.

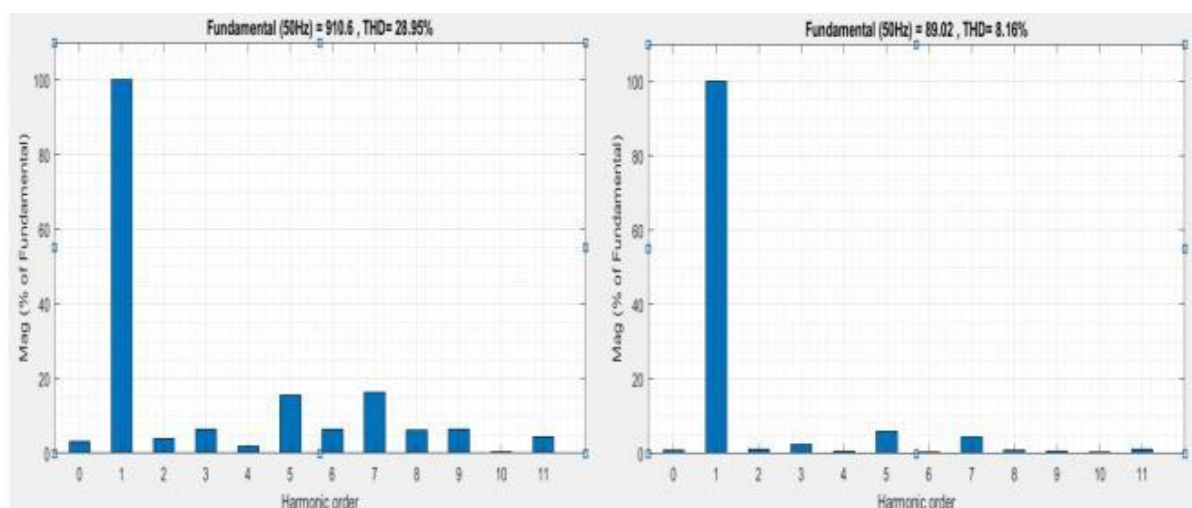


Figure2.5 : Le spectre d'harmonique de la tension et de courant.

CHAPITRE II : SIMULATION DES DIFFERENT TECHNIQUES DE COMMANDE DONDULEUR

4. Interprétation

La tension composée V_{ab} a alterné entre $+V_{dc}$ et $-V_{dc}$, tandis que la tension simple A alterné entre $2V_{dc}/3$, $V_{dc}/3$ d'une part, et $-V_{dc}/3$, $-2V_{dc}/3$ d'autre part, comme déjà on a vu au premier chapitre. Le spectre d'harmonique de la tension de sortie est très riche en harmoniques de rang faible, donc le filtrage est difficile, ce qui montre que sa forme est très éloignée à la forme sinusoïdale et ce qui limite son utilisation dans l'industrie. Stratégie de commande la plus simple et qui ne permet pas de varier sa valeur efficace.

La tension générée par cette stratégie à une forme quasi rectangulaire, sa décomposition en série de Fourier montre qu'elle est riche en harmoniques.

Les harmoniques de rang faible ont une amplitude très élevée ce qu'influe négativement sur la distorsion du courant.

Le taux de distorsion harmonique est très élevé (faible qualité d'énergie).

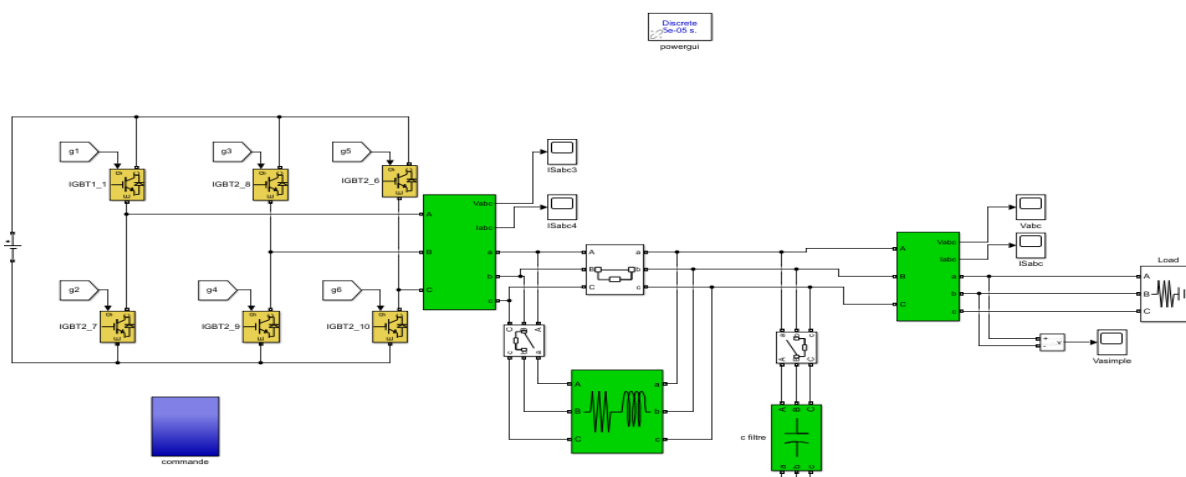
La représentation du spectre d'harmonique des tensions simples et composées montre la présence d'harmonique d'ordre $2n+1$ ($n=1, 2, 3\dots$)

5. Commande MLI d'un onduleur triphasé

Schéma de bloc

Le schéma fonctionnel de la figure II.14 montre le principe de la commande triangle-sinusoïdale MLI avec filtre

Figure2.6 : Simulation de commande MLI d'onduleur.



CHAPITRE II : SIMULATION DES DIFFERENT TECHNIQUES DE COMMANDE DONDULEUR

6. Résultats de simulation

Les résultats de simulation des figures (II.15, II.16, II.17, II.18) ont été obtenus lors de l'application de la MLI triangle-sinusoidal sur l'onduleur triphasé avant et après le filtrage où :

- ✓ La fréquence est égale à 50Hz.
- ✓ La fréquence de commutation est égale à 10kHz.
- ✓ Tension continue 100V.

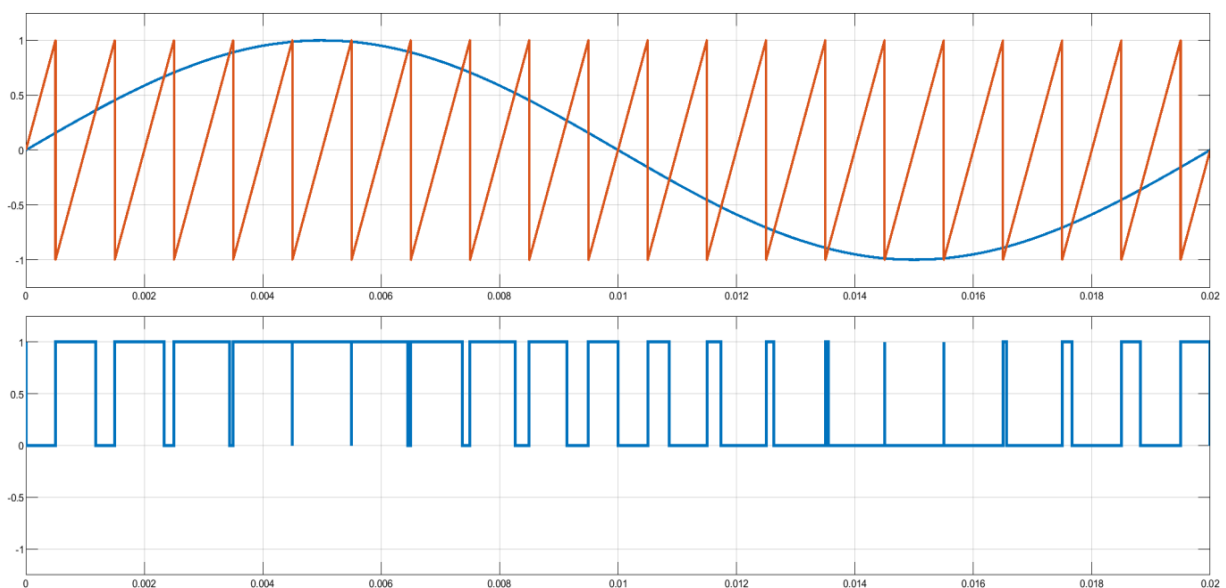


Figure2. 7 :Résultat de MLI sinus-triangle.

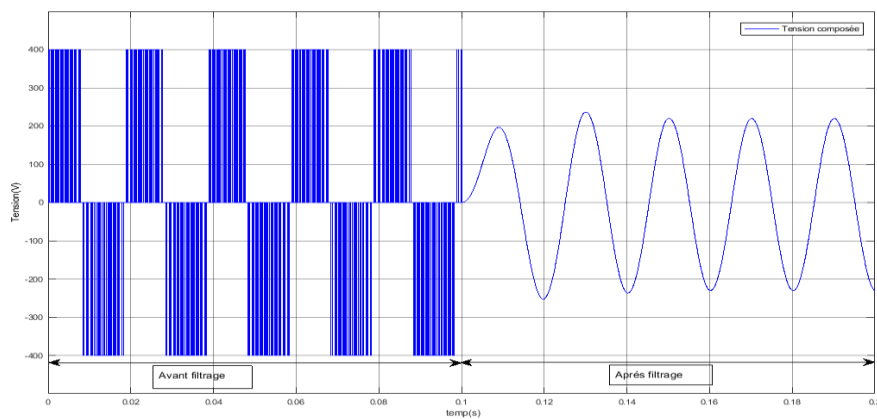


Figure2.8: Tension composée de sortie avant et après le filtrage.

CHAPITRE II : SIMULATION DES DIFFERENT TECHNIQUES DE COMMANDE DONDULEUR

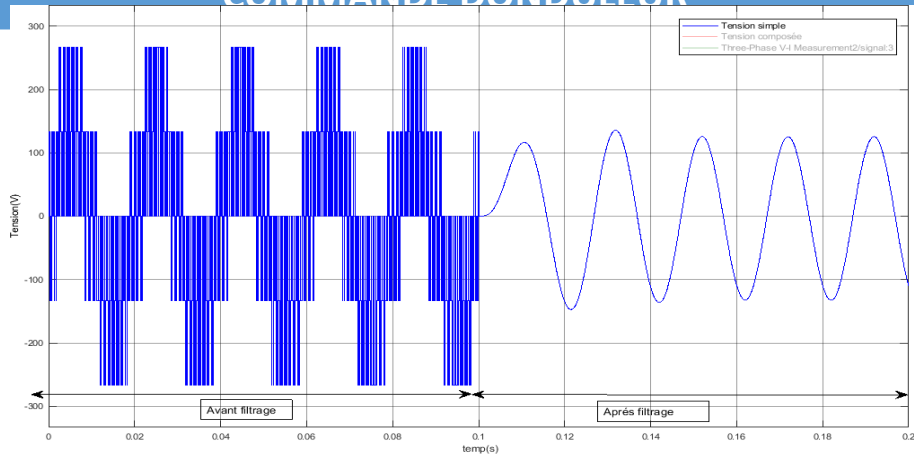


Figure2.9 : tension simple de sortie avant et après le filtrage.

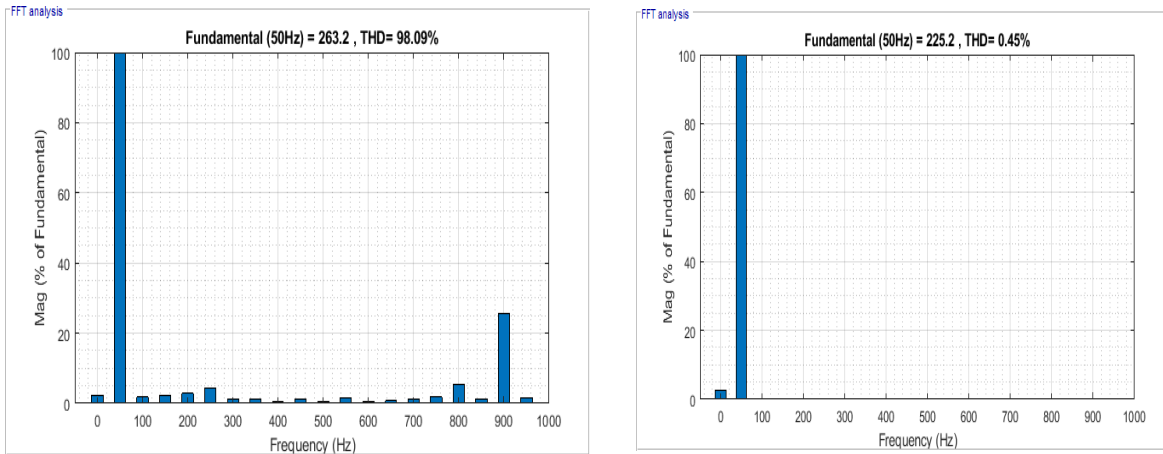
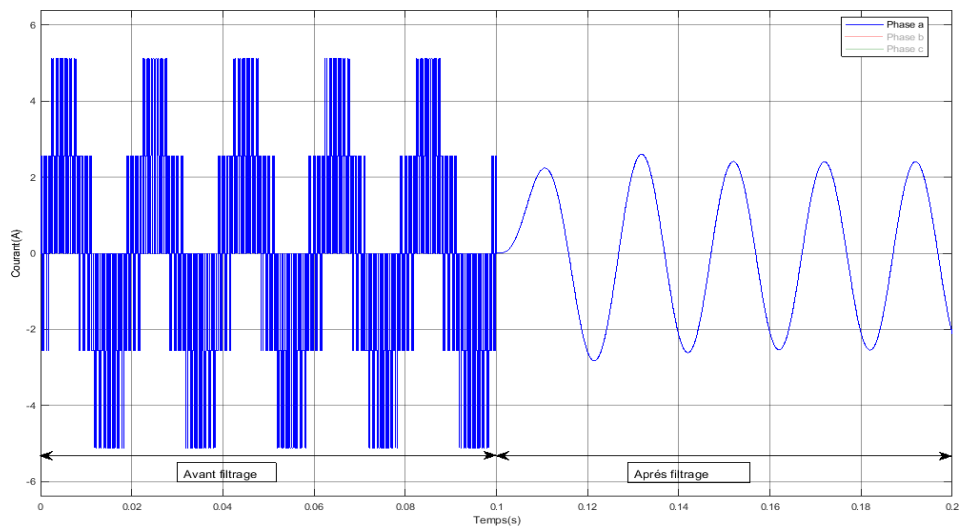


Figure2.10 : Le spectre d'harmonique de tension avant et après le filtrage.



CHAPITRE II : SIMULATION DES DIFFERENT TECHNIQUES DE COMMANDE DONDULEUR

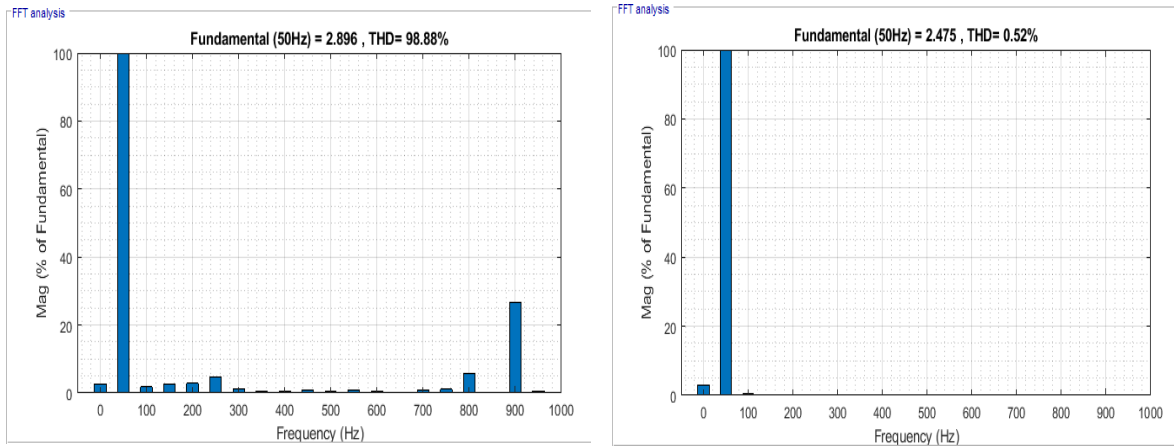


Figure 2. 11 : Courant de sortie avant et après le filtrage.

Figure2.12 : Le spectre d'harmonique du courant avant et après le filtrage.

7. Commande MLI vectorielle

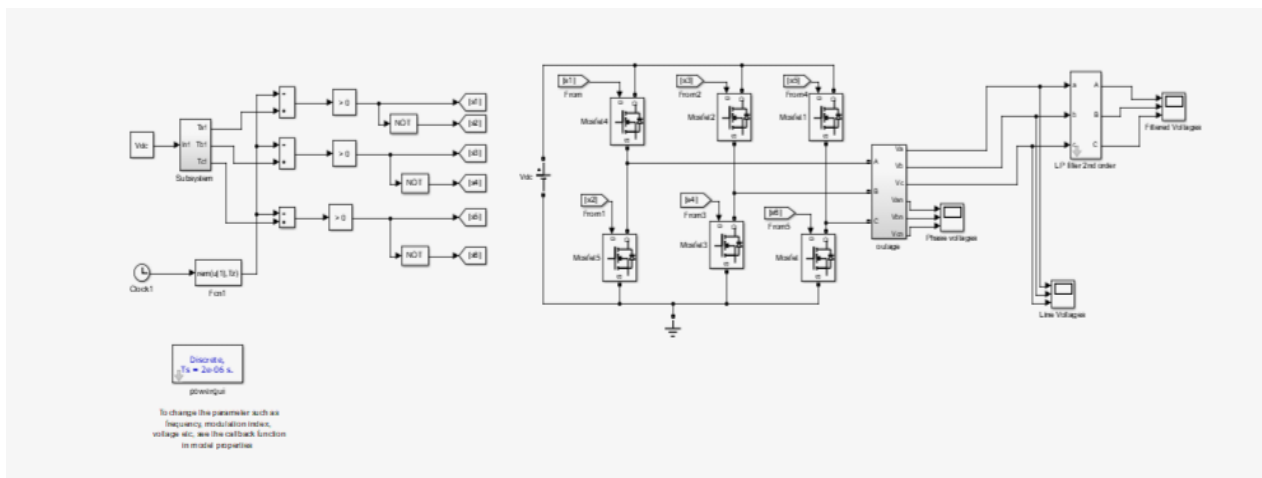
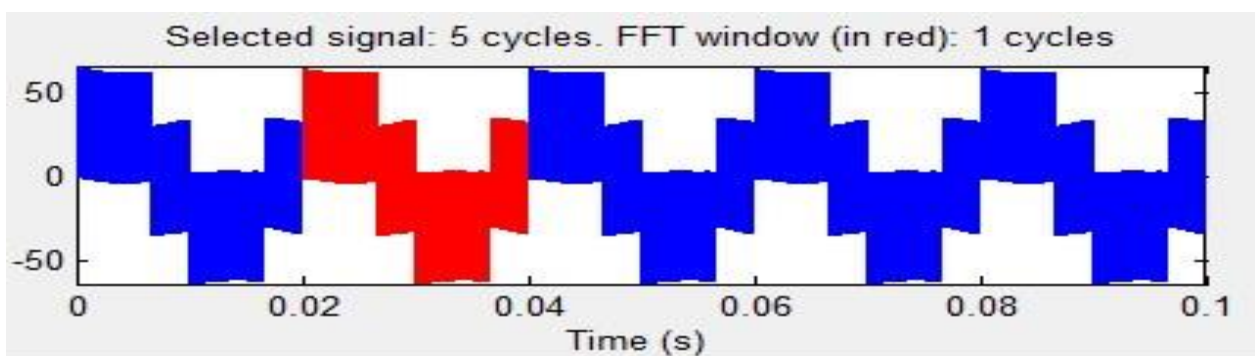


Figure2.13: Commande MLI vectorielle.



CHAPITRE II : SIMULATION DES DIFFERENT TECHNIQUES DE COMMANDE DONDULEUR

Figure2.14: tension de sortie sans filtrage.

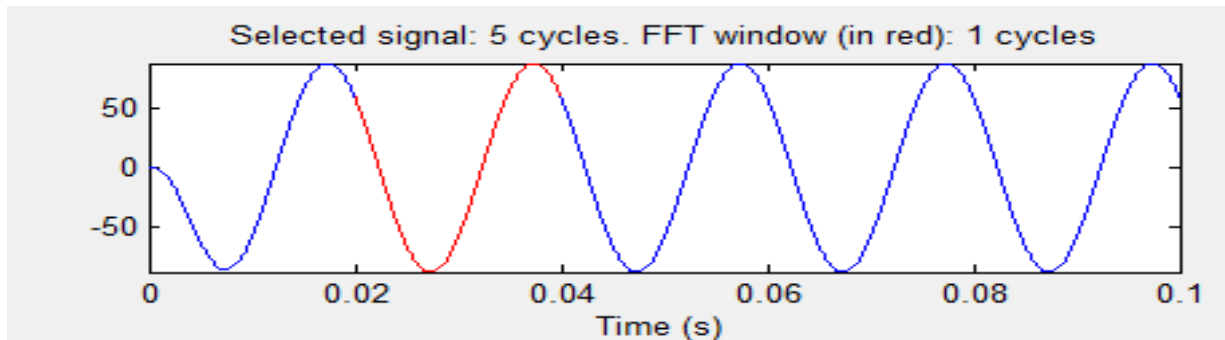


Figure2.15: tension de sortie avec filtrage.

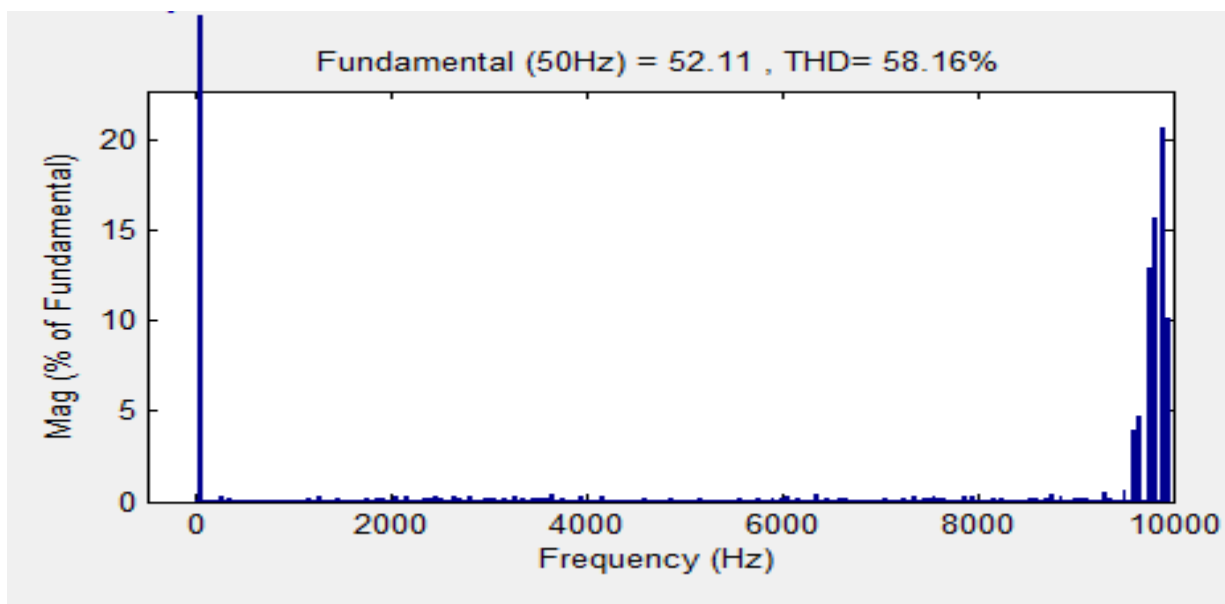


Figure2.16: Le spectre d'harmonique de tension avant e le
filtrage.

CHAPITRE II : SIMULATION DES DIFFERENT TECHNIQUES DE COMMANDE DONDULEUR

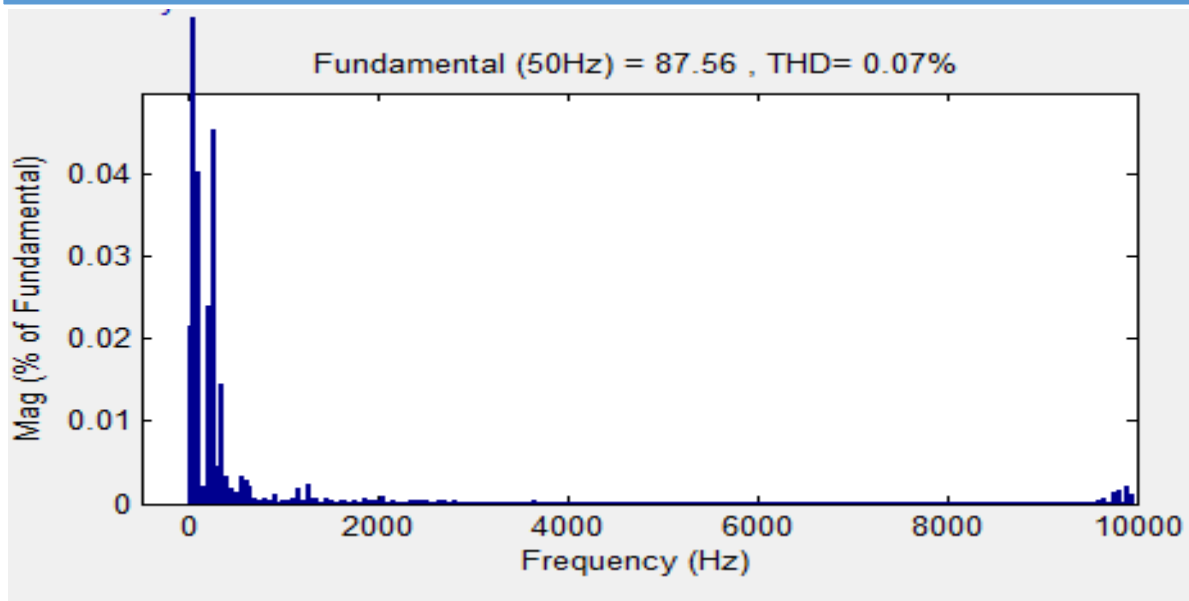


Figure2.17: Le spectre d'harmonique de tension après filtrage.

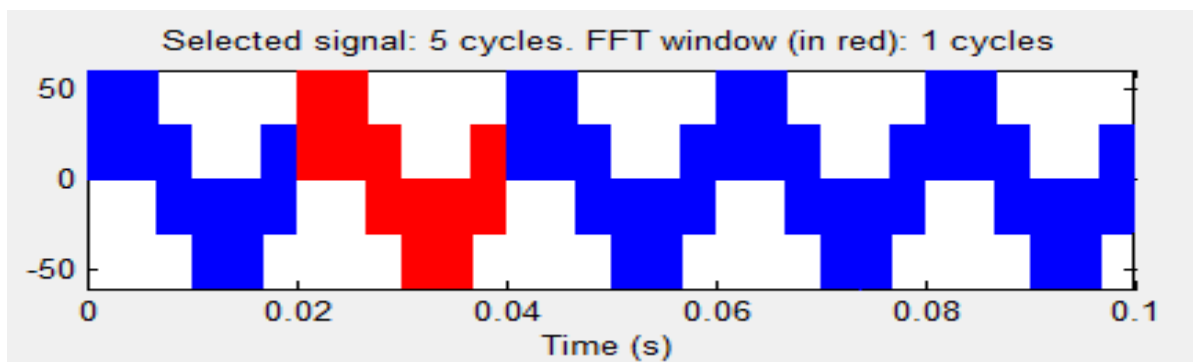


Figure2.18 : Courant de sortie avant le filtrage.

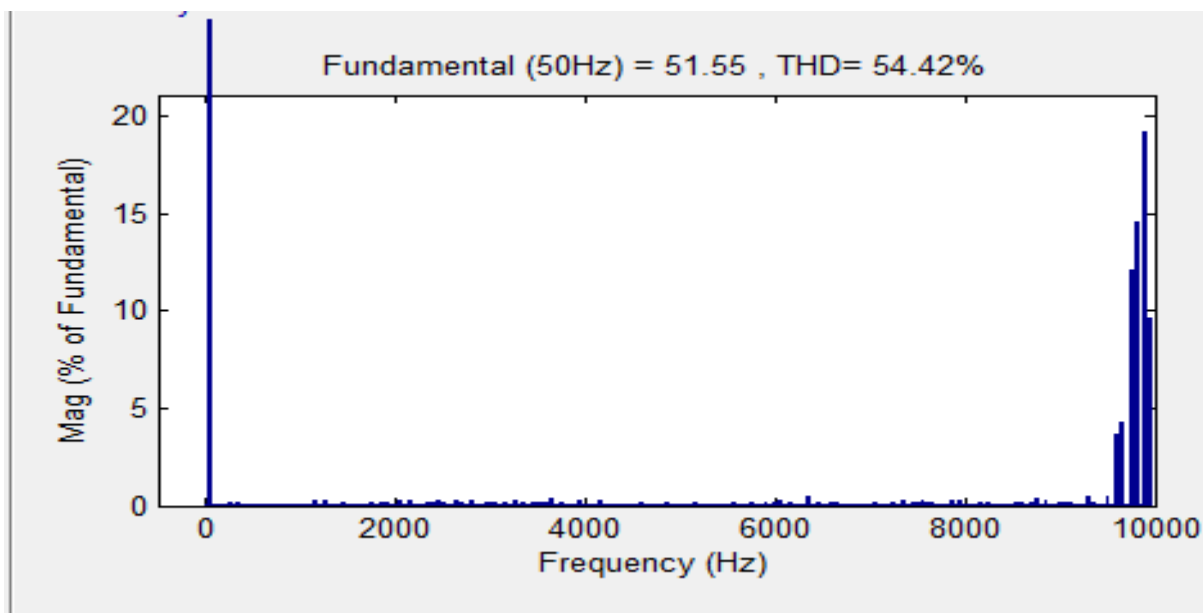


Figure2.19: Le spectre d'harmonique du courant avant le filtrage.

CHAPITRE II : SIMULATION DES DIFFERENT TECHNIQUES DE COMMANDE DONDULEUR

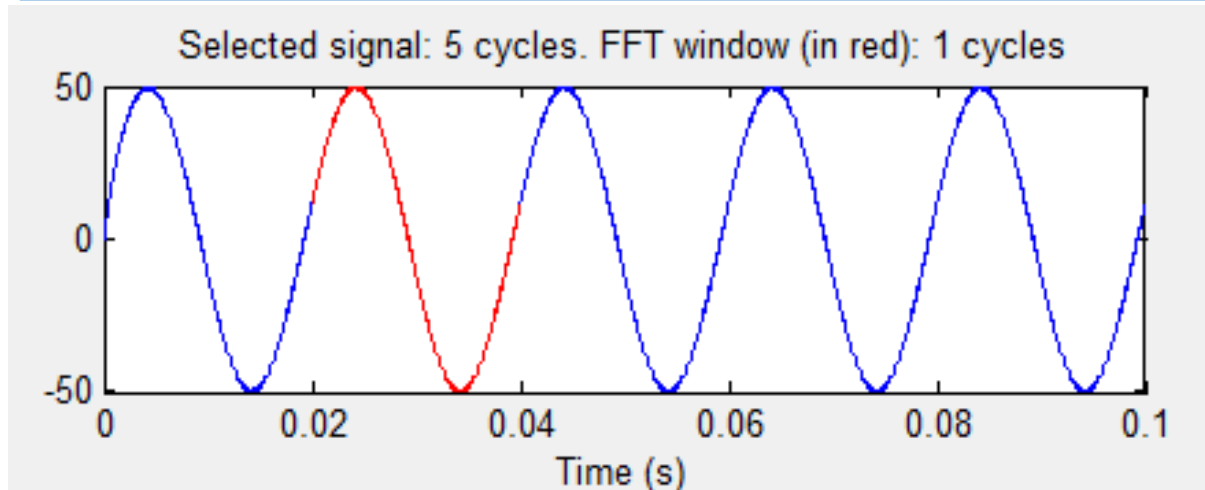


Figure2.20 : Courant de sortie après le filtrage.

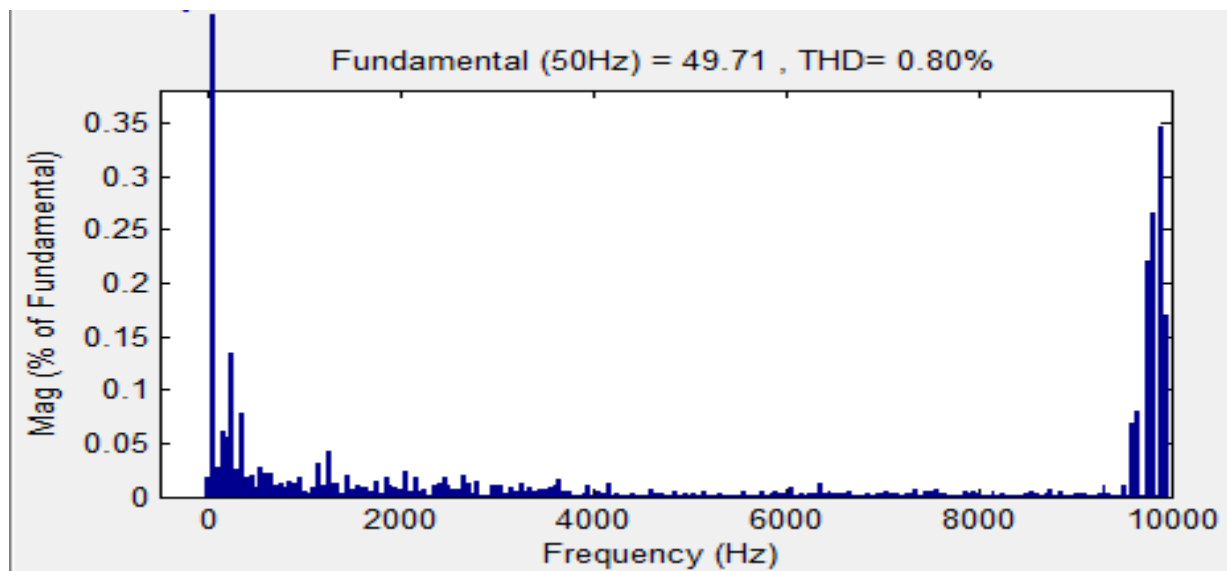


Figure2.21: Le spectre d'harmonique du courant après le filtrage.

CHAPITRE II : SIMULATION DES DIFFERENT TECHNIQUES DE COMMANDE DONDULEUR

Convertisseur matriciel

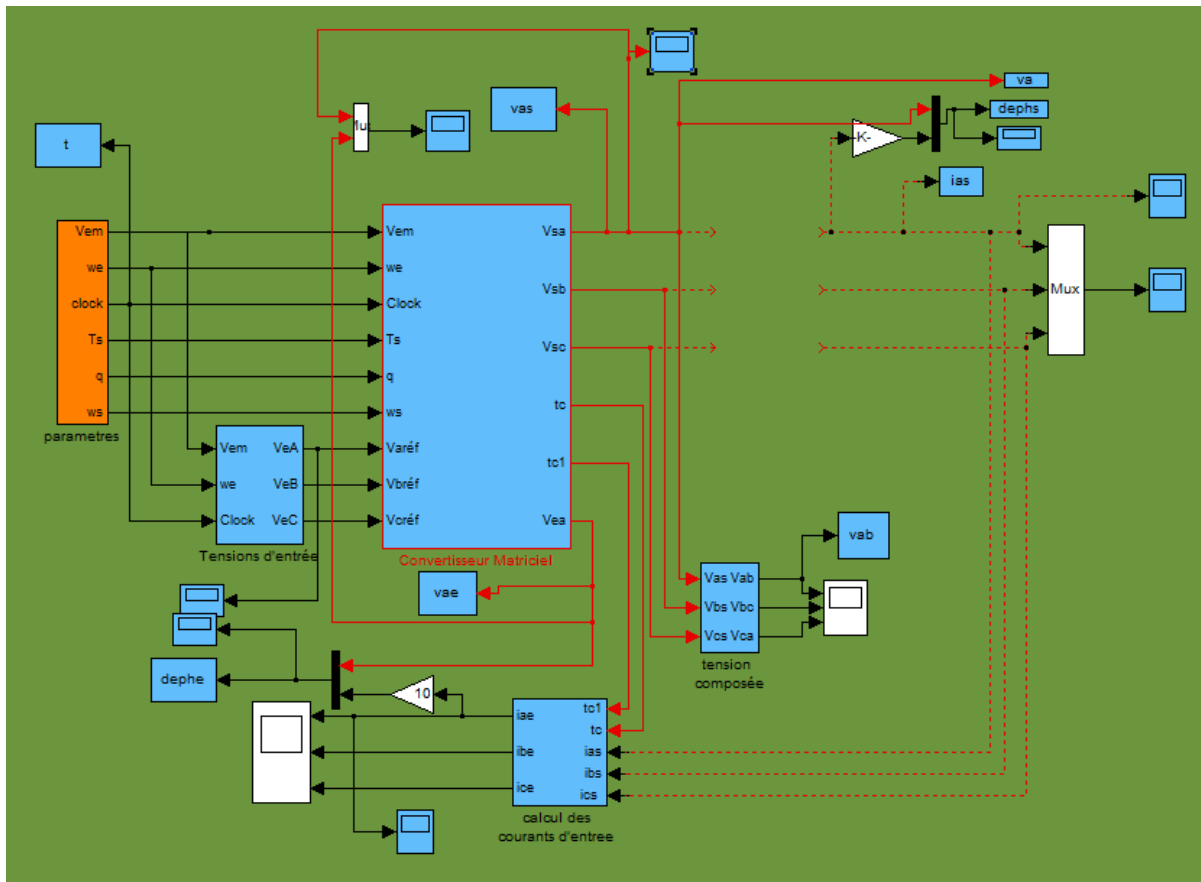


Figure2.22: Schéma de convertisseur matriciel.

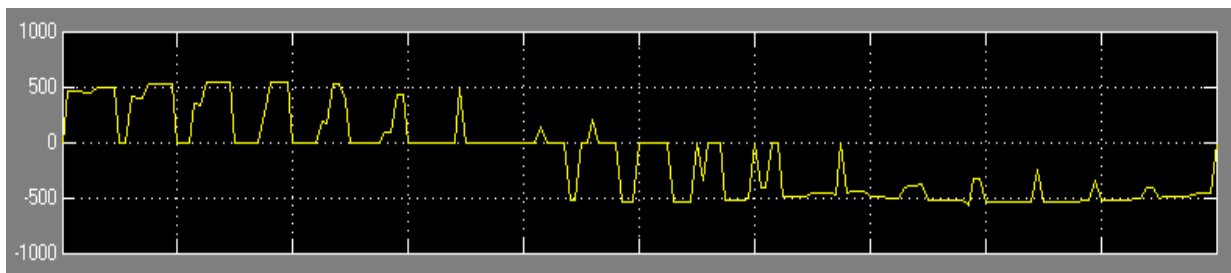


Figure2.23: tension de sortie (Vab).

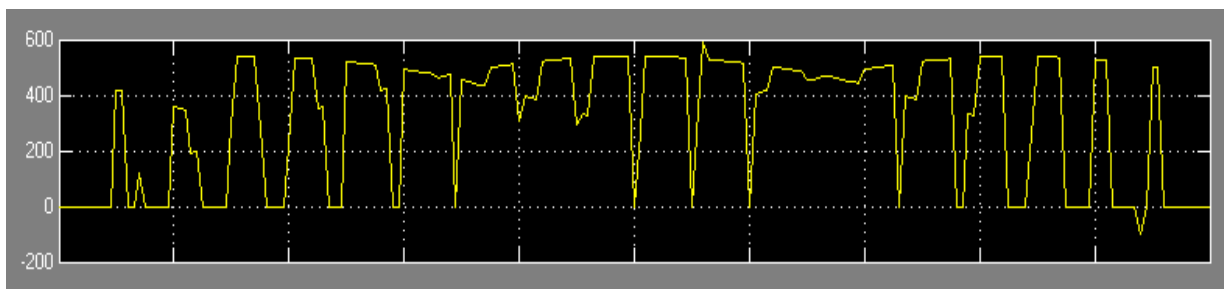


Figure2.24: tension de sortie (Vbc).

CHAPITRE II : SIMULATION DES DIFFERENT TECHNIQUES DE COMMANDE DONDULEUR

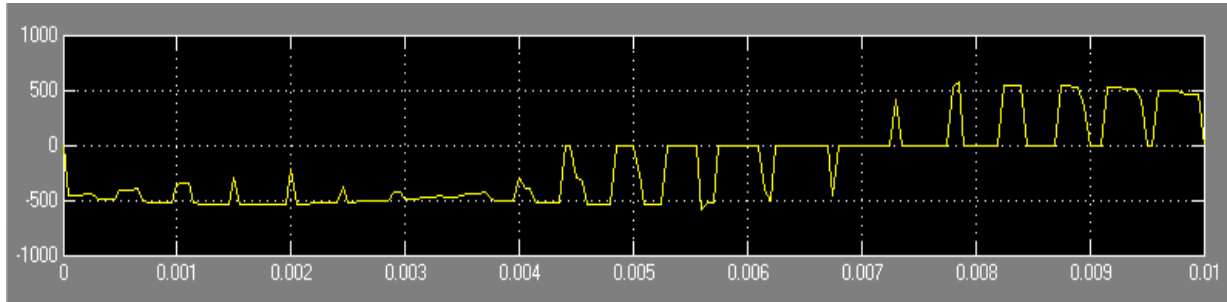


Figure2.25: tension de sortie (V_{ac}).

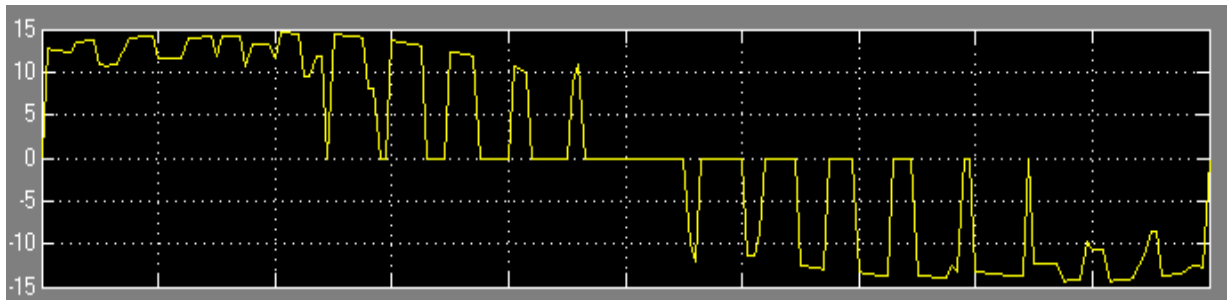


Figure2.26: courant de sortie (I_a).

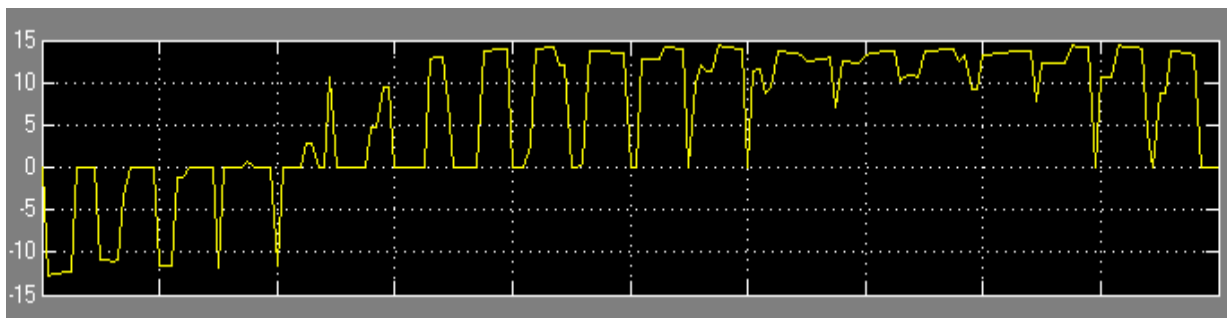


Figure2.27: courant de sortie (I_b).

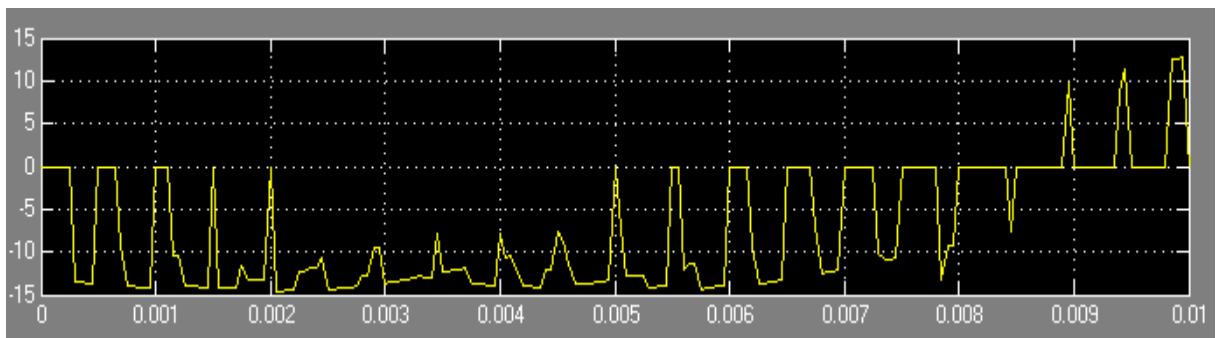


Figure2.28: courant de sortie (I_c).

Conclusion

CHAPITRE II : SIMULATION DES DIFFERENT TECHNIQUES DE COMMANDE DONDULEUR

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux techniques de commande du convertisseur matriciel, à savoir, l'algorithme de Venturini et la modulation vectorielle, puis on a effectué des tests de simulation pour la modulation vectorielle. Avec ces résultats, on a vérifié le fonctionnement d'un convertisseur matriciel direct. Les allures des tensions et des courants à la sortie et l'entrée ont été relevées.

La simulation des différentes techniques de commande de l'onduleur triphasé a montré que la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI possède un meilleur résultat par rapport aux deux techniques étudiés car, elle repousse les harmoniques vers les fréquences les plus élevés ce qui :

- Facilite le filtrage et minimise la distorsion du courant.
- Faire réduire le coût du filtre de sortie.

CHAPITRE III

Modélisation de la machine asynchrone double étoile

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

1. Introduction

Le moteur asynchrone est le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est le circuit magnétique (l'énergie réactive toujours consommée pour magnétiser l'entrefer).

Dans ce chapitre, on s'intéressera à la modélisation de la MASDE basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime linéaire. L'étude sera menée avec un décalage $\alpha=30^\circ$, enfin des résultats de simulations avec des commentaires seront présentés.

2. Hypothèses simplificatrices

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes [13] :

- Le circuit magnétique est non saturé ;
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées ;
- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale d'où résulte que l'entrefer est constant, que les inductances propres sont des constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre leurs axes magnétiques ;
- Les résistances ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau ;
- La machine est de constitution symétrique.

3. Modèle de la machine asynchrone triphasée à double étoile

3.1. Représentation de la machine

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

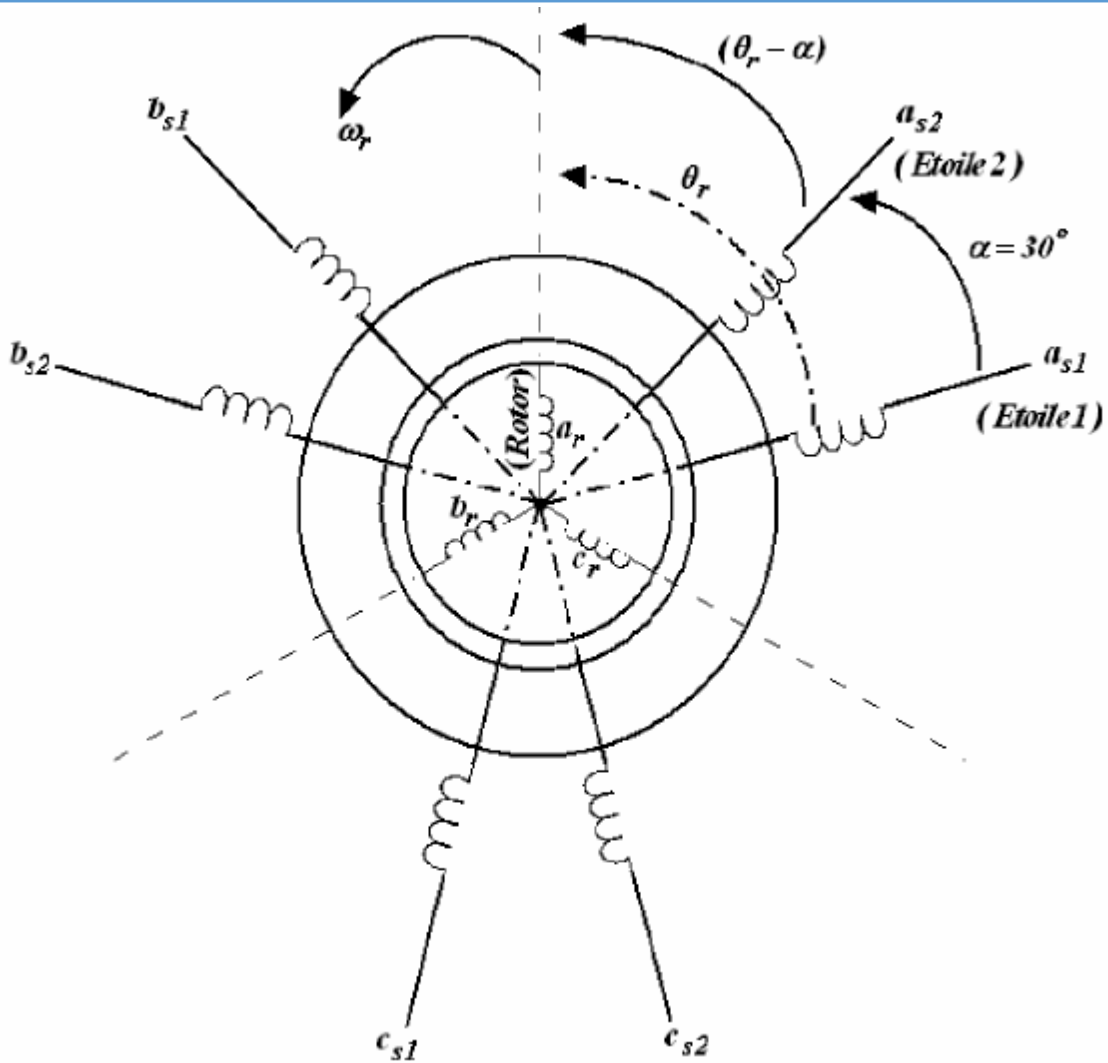


Figure 3.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile

3.2. Equations électriques

Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive.

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} v_{sa1} = R_{sa1} i_{sa1} + \frac{d\phi_{sa1}}{dt} \\ v_{sb1} = R_{sb1} i_{sb1} + \frac{d\phi_{sb1}}{dt} \\ v_{sc1} = R_{sc1} i_{sc1} + \frac{d\phi_{sc1}}{dt} \end{cases} (3.1)$$

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} v_{sa2} = R_{sa2}i_{sa2} + \frac{d\phi_{sa2}}{dt} \\ v_{sb2} = R_{sb2}i_{sb2} + \frac{d\phi_{sb2}}{dt} \\ v_{sc2} = R_{sc2}i_{sc2} + \frac{d\phi_{sc2}}{dt} \end{cases} \quad (3.2)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ra}i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ 0 = R_{rb}i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ 0 = R_{rc}i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (3.3)$$

La forme matricielle est la suivante :

Pour l'étoile 1 :

$$[v_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s1}] \quad (3.4)$$

Pour l'étoile 2 :

$$[v_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s2}] \quad (3.5)$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (3.6)$$

On pose :

$$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1} \quad (3.7)$$

$$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2} \quad (3.8)$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Avec :

R_{s1} : Résistance d'une phase de l'étoile 1.

R_{s2} : Résistance d'une phase de l'étoile 2.

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

$$[v_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \end{bmatrix}; [v_{s2}] = \begin{bmatrix} v_{sa2} \\ v_{sb2} \\ v_{sc2} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$[v_{s1}]$: Matrice de tension de l'étoile1

$[v_{s2}]$: Matrice de tension de l'étoile2.

$$[i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix}; [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$[i_{s1}]$: Matrice de courant de l'étoile1.

$[i_{s2}]$: Matrice de courant de l'étoile2.

$[i_r]$: Matrice de courant de rotor.

$$[\phi_{s1}] = \begin{bmatrix} \phi_{sa1} \\ \phi_{sb1} \\ \phi_{sc1} \end{bmatrix}; [\phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \phi_{sa2} \\ \phi_{sb2} \\ \phi_{sc2} \end{bmatrix}; [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

$[\phi_{s1}]$: Matrice de flux de l'étoile1.

$[\phi_{s2}]$: Matrice de flux de l'étoile2.

$[\phi_r]$: Matrice de flux de rotor.

3.3. Equations magnétiques

C'est à partir de la matrice $[L(q)]$ qu'on obtient les équations du flux en fonction des courants.

$$\begin{bmatrix} \phi_{s1} \\ \phi_{s2} \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1r} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2r} \\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_r \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Avec :

$[L_{s1s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{rr}]$: Matrice inductance du rotor.

$[L_{s1s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et l'étoile 2.

$[L_{s1r}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et le rotor.

$[L_{s2s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et l'étoile 1.

$[L_{s2r}]$: Matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et le rotor.

$[L_{rs1}]$: Matrice inductance mutuelle entre le rotor et l'étoile 1.

$[L_{rs2}]$: Matrice inductance mutuelle entre le rotor et l'étoile 2.

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$\begin{bmatrix} \Phi_{a1} \\ \Phi_{b1} \\ \Phi_{c1} \\ \Phi_{a2} \\ \Phi_{b2} \\ \Phi_{c2} \\ \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \\ i_{a2} \\ i_{b2} \\ i_{c2} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

M_{ij} : Inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou l'étoile et le rotor ($i \neq j$);

L_{ii} : Inductance propre relative à une étoile ou au rotor.

$$[L_{S1S1}] = \begin{bmatrix} (L_{S1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{S1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{S1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

$$[L_{S2S2}] = \begin{bmatrix} (L_{S2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{S2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{S2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$[L_{S1S2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$[L_{S1S2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$[L_{S1r}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$[L_{S1S2}] = [L_{S2S1}]^t$$

$$[L_{S1r}] = [L_{rs1}]^t \quad (3.21)$$

$$[L_{S2r}] = [L_{rs2}]^t$$

Avec :

L_{S1} ; L_{S2} ; L_r : représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de l'étoile 1, L'étoile 2 et le rotor.

L_{ms} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques.

L_{mr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rétorques.

L_{sr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles entre une étoile et le rotor.

3.4. Energie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression :

$$W_{mag} = \frac{1}{2} \{ [i_{s1}]^t [\phi_{s1}] + [i_{s2}]^t [\phi_{s2}] + [i_r]^t [\phi_r] \} \quad (3.22)$$

3.5. Couple électromagnétique

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{em} = \frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_m} = P \frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_e} \quad (3.23)$$

Avec :

p : Nombre de pair de pole

$\partial \theta_m$: Angle mécanique.

$\partial \theta_e$: Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$C_{em} = P \left\{ [I_{s,abc1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s,1,r}] [I_{r,abc}]^t + [I_{s,abc2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s,2,r}] [I_{r,abc}]^t \right\} \quad (3.24)$$

3.6. Equation mécanique

L'équation mécanique est la solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega$$

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p}$$

$$\omega = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (3.25)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

Avec :

Ω : Vitesse de rotation de la machine

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

k_f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie

3.7. Modèle biphasé de Park

3.7.1. Transformation de base de Park

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes (a, d et c) en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes (d, q) et inversement, avec la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices.

La matrice de Park en générale

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}) & \cos(\theta + \frac{2}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

La matrice inverse de Park :

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dqo}] \quad (3.27)$$

Sachant que :

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant.

La matrice du Park pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

La matrice du Park pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

La matrice du Park pour le rotor :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Avec :

$[P(\theta_{s1})]$ Matrice de transformation de premier enroulement statorique (étoile1).

$[P(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation de deuxième enroulement statorique (étoile2).

$[P(\theta_r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rétorque

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

3.7.2. Modèle de Park de la machine

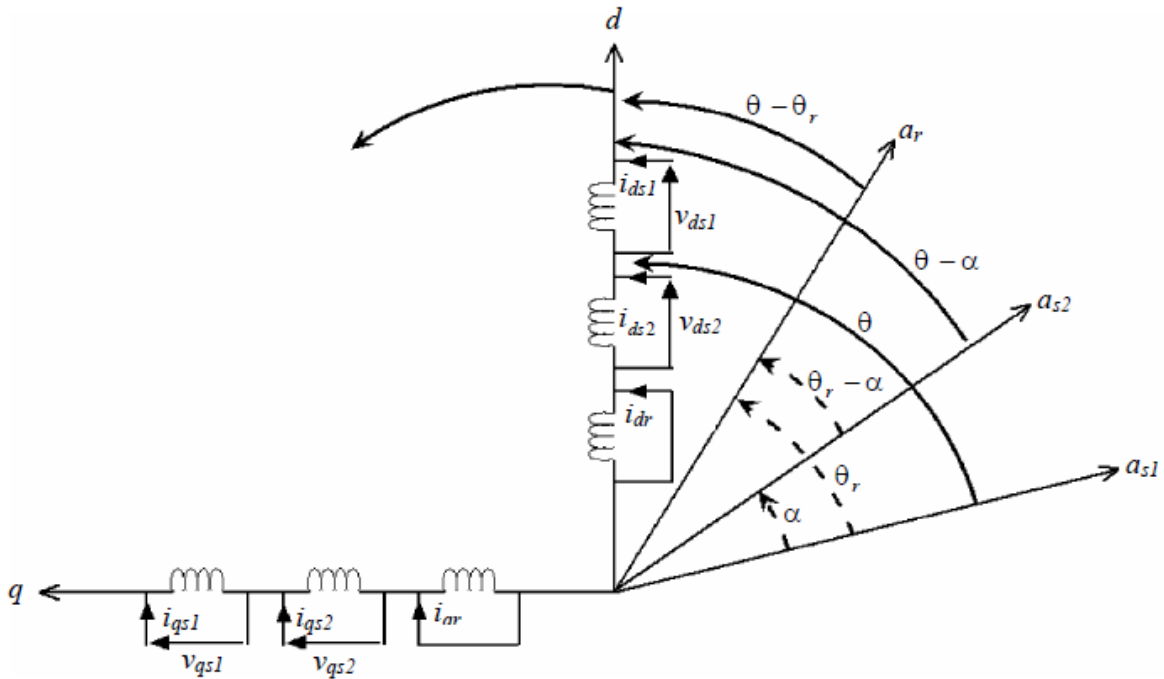


Figure 3.2 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

3.7.3. Choix du référentiel

Trois types de référentiels existent dans la pratique, le choix se fait selon le problème à étudier.

3.7.3.1. Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0$$

Or

$$\theta_s = \theta_r + \theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt}$$

D'où :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 = -\frac{d\theta}{dt} = -p\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation.

3.7.3.2. Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel on a

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire où la vitesse de rotation est considérée constante.

3.7.3.3. Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s - p\Omega$$

Ce référentiel n'introduit pas des simplifications dans la transformation des équations électriques.

Dans notre étude le modèle a été exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant.

3.7.4. Equations matricielles de la machine avec transformation de Park

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante :

Transformation des tensions :

$$\begin{aligned} [v_{s1P}] &= [P(\theta_{s1})][v_{s1}] \\ [v_{s2P}] &= [P(\theta_{s2})][v_{s2}] \\ [0] &= [P(\theta_r)][v_r] \end{aligned} \quad (3.32)$$

Transformation des courants

$$\begin{aligned} [i_{s1P}] &= [P(\theta_{s1})][i_{s1}] \\ [i_{s2P}] &= [P(\theta_{s2})][i_{s2}] \\ [i_r] &= [P(\theta_r)][i_r] \end{aligned} \quad (3.33)$$

Transformation des flux

$$\begin{aligned} [\phi_{s1P}] &= [P(\theta_{s1})][\phi_{s1}] \\ [\phi_{s2P}] &= [P(\theta_{s2})][\phi_{s2}] \\ [\phi_r] &= [P(\theta_r)][\phi_r] \end{aligned} \quad (3.34)$$

Avec :

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$[v_{s1P}] = \begin{bmatrix} v_{s1d} \\ v_{s1q} \\ v_{s10} \end{bmatrix} [v_{s1P}] = \begin{bmatrix} v_{s2d} \\ v_{s2q} \\ v_{s20} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$[i_{s1P}] = \begin{bmatrix} i_{s1d} \\ i_{s1q} \\ i_{s10} \end{bmatrix} [i_{s2P}] = \begin{bmatrix} i_{s2d} \\ i_{s2q} \\ i_{s20} \end{bmatrix} [i_{rP}] = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$$[\phi_{s1P}] = \begin{bmatrix} \phi_{s1d} \\ \phi_{s1q} \\ \phi_{s10} \end{bmatrix} [\phi_{s1P}] = \begin{bmatrix} \phi_{s2d} \\ \phi_{s2q} \\ \phi_{s20} \end{bmatrix} [\phi_{rP}] = \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{r0} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

3.7.4.1. Equations des tensions

En appliquant la transformation de Park.

$$[P(\theta_{s1})][v_{s1P}] = [R_S][P(\theta_{s1})][i_{s1P}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][\phi_{s1P}])$$

$$[P(\theta_{s2})][v_{s2P}] = [R_S][P(\theta_{s2})][i_{s2P}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s2})][\phi_{s2P}]) \quad (3.38)$$

$$0 = [R_S][P(\theta_r)][i_r] + \frac{d}{dt}([P(\theta_r)][\phi_r])$$

En multipliant à gauche par $[P(\theta_{s1})]^t$

$$[v_{s1P}] = [R_S][i_{s1P}] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \left(\frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][\phi_{s1P}]) \right)$$

$$[v_{s2P}] = [R_S][i_{s2P}] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \left(\frac{d}{dt}([P(\theta_{s2})][\phi_{s2P}]) \right) \quad (3.39)$$

$$0 = [R_S][i_r] + [P(\theta_r)]^{-1} \left(\frac{d}{dt}([P(\theta_r)][\phi_r]) \right)$$

On pose :

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s \quad (3.40)$$

D'où le résultat final :

$$\begin{bmatrix} v_{s10} \\ v_{s1d} \\ v_{s1q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{S1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{S1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s10} \\ i_{s1d} \\ i_{s1q} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Ou encore en développant la matrice :

Avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons le système d'équations suivant :

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$\begin{cases} v_{s1d} = R_{s1d}i_{s1d} + \frac{d}{dx}\phi_{s1d} - \omega_s\phi_{s1q} \\ v_{s1q} = R_{s1q}i_{s1q} + \frac{d}{dx}\phi_{s1q} - \omega_s\phi_{s1d} \end{cases} \quad (3.42)$$

En adoptant le même raisonnement pour l'étoile 2 on aura les équations suivantes

$$\begin{cases} v_{s2d} = R_{s2d}i_{s2d} + \frac{d}{dx}\phi_{s2d} - \omega_s\phi_{s2q} \\ v_{s2q} = R_{s2q}i_{s2q} + \frac{d}{dx}\phi_{s2q} - \omega_s\phi_{s2d} \end{cases} \quad (3.43)$$

En suivant la même démarche que pour les deux étoiles on aura les équations du rotor suivantes :

$$\begin{cases} 0 = R_{rd}i_{rd} + \frac{d}{dx}\phi_{rd} - (\omega_s - \omega)\phi_{rq} \\ 0 = R_{rq}i_{rq} + \frac{d}{dx}\phi_{rq} + (\omega_s - \omega)\phi_{rd} \end{cases} \quad (3.44)$$

Les équations des tensions définitives de la MASDE

$$\begin{cases} v_{s1d} = R_{s1d}i_{s1d} + \frac{d}{dt}\phi_{s1d} - \omega_s\phi_{s1q} \\ v_{s1q} = R_{s1q}i_{s1q} + \frac{d}{dt}\phi_{s1q} + \omega_s\phi_{s1d} \\ v_{s2d} = R_{s2d}i_{s2d} + \frac{d}{dt}\phi_{s2d} - \omega_s\phi_{s2q} \\ v_{s2q} = R_{s2q}i_{s2q} + \frac{d}{dt}\phi_{s2q} + \omega_s\phi_{s2d} \\ 0 = R_{rd}i_{rd} + \frac{d}{dt}\phi_{rd} - (\omega_s - \omega)\phi_{rq} \\ 0 = R_{rq}i_{rq} + \frac{d}{dt}\phi_{rq} + (\omega_s - \omega)\phi_{rd} \end{cases} \quad (3.45)$$

3.7.4.2. Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} [\phi_{s1}] \\ [\phi_{s2}] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} [\phi_{s1}] &= [L_{s1s1}][i_{s1}] + [L_{s1s2}][i_{s2}] + [L_{s1r}][i_r] \\ [\phi_{s2}] &= [L_{s2s1}][i_{s1}] + [L_{s2s2}][i_{s2}] + [L_{s2r}][i_r] \\ [\phi_r] &= [L_{rs1}][i_{s1}] + [L_{rs2}][i_{s2}] + [L_{rr}][i_r] \end{aligned} \quad (3.47)$$

Après la transformation des flux et des courants on aura

$$[P(\theta_{s1})][\phi_{s1p}] = [L_{s1s1}][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + [L_{s1s2}][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + [L_{s1r}][P(\theta_r)][i_{rp}]$$

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$[P(\theta_{s2})][\phi_{s2p}] = [L_{s2s1}][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + [L_{s1s2}][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + [L_{s1r}][P(\theta_r)][i_{rp}] \quad (3.48)$$

$$[P(\theta_r)][\phi_{rp}] = [L_{rs1}][P(\theta_{s1})][i_{s1p}] + [L_{s1s2}][P(\theta_{s2})][i_{s2p}] + [L_{s1r}][P(\theta_r)][i_{rp}]$$

En multipliant à gauche par $: [P(\theta_{s1})]^{-1}, [P(\theta_{s2})]^{-1}[P(\theta_r)]^{-1}$ on trouve :

$$\begin{aligned} \phi_{s1d} &= L_{s1}i_{s1d}L_m(i_{s1d} + i_{s2d}i_{rd}) \\ \phi_{s1q} &= L_{s1}i_{s1q}L_m(i_{s1d} + i_{s2d}i_{rd}) \end{aligned} \quad (3.49)$$

$$\begin{aligned} \phi_{s2d} &= L_{s2}i_{s2d}L_m(i_{s1d} + i_{s2d}i_{rd}) \\ \phi_{s2q} &= L_{s1}i_{s2q}L_m(i_{s1d} + i_{s2d}i_{rd}) \\ \phi_{rd} &= L_r i_{rd} L_m(i_{s1d} + i_{s2d}i_{rd}) \\ \phi_{rq} &= L_r i_{rq} L_m(i_{s1d} + i_{s2d}i_{rd}) \end{aligned} \quad (3.50)$$

La forme matricielle est la suivante :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{s1d}] \\ [\phi_{s2d}] \\ [\phi_{rd}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1d} \\ i_{s2d} \\ i_{rd} \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

$$\begin{bmatrix} [\phi_{s1q}] \\ [\phi_{s2q}] \\ [\phi_{rq}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1q} \\ i_{s2q} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

Avec :

$[L_{s1} + L_m], [L_{s2} + L_m]$: Inductance propre cyclique de l'étoile 1 et 2.

$[L_r + L_m]$: Inductance propre cyclique du rotor.

$L_m = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{ms}$: Inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1 et 2 et le rotor.

3.7.4.3. Equation mécanique

3.7.4.3.1. Puissance instantanée

La transformation de Park repose sur l'invariance de la puissance instantanée \mathbf{P} dans les deux Systèmes de transformation. Ce qui conduit à leur équivalence physique.

$$\mathbf{P} = [v_s]^t [v_s] = v_{sa1}i_{sa1} + v_{sb1}i_{sb1} + v_{sc1}i_{sc1} + v_{sa2}i_{sa2} + v_{sb2}i_{sb2} + v_{sc2}i_{sc2} \quad (3.53)$$

Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire :

$$\mathbf{P} = v_{s1d}i_{s1d} + v_{s2d}i_{s2d} + v_{s1q}i_{s1q} + v_{s2q}i_{s2q} \quad (3.54)$$

En remplaçant les tensions $(v_{s1d}, v_{s1q}, v_{s2d} \text{ et } v_{s2q})$ par leurs expressions donc on trouve :

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$P = [R_{s1}(i_{s1d})^2 + R_{s2}(i_{s2d})^2 + R_{s1}(i_{s1q})^2 + R_{s2}(i_{s2q})^2] + \left[\frac{d}{dt} \phi_{s1d} i_{s1d} + \frac{d}{dt} \phi_{s2d} i_{s2d} + \frac{d}{dt} \phi_{s1q} i_{s1q} + \frac{d}{dt} \phi_{s2q} i_{s2q} \right] + [\omega_s (\phi_{s1d} i_{s1q} + \phi_{s2d} i_{s2q} - \phi_{s1q} i_{s1d} - \phi_{s2q} i_{s2d})] \quad (3.55)$$

L'expression (II.25) se compose de trois termes :

- Le premier terme entre crochets est identifiable aux pertes Joule.
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée dans le champ.
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

3.7.4.3.2. Couple électromagnétique

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega$$

$$P = [\omega_s (\phi_{s1d} i_{s1q} + \phi_{s2d} i_{s2q} - \phi_{s1q} i_{s1d} - \phi_{s2q} i_{s2d})]$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega} [\phi_{s1d} i_{s1q} + \phi_{s2d} i_{s2q} - \phi_{s1q} i_{s1d} - \phi_{s2q} i_{s2d}] \quad (3.56)$$

$$C_{em} = P [\phi_{s1d} i_{s1q} + \phi_{s2d} i_{s2q} - \phi_{s1q} i_{s1d} - \phi_{s2q} i_{s2d}]$$

En remplaçant les équations des flux dans l'équation du couple on aura :

$$C_{em} = PL_m [i_{rd} (i_{s1q} + i_{s2q}) - i_{rq} (i_{s1d} - i_{s2d})] \quad (3.57)$$

Ou bien en faisant appel aux flux rétorques

$$\phi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m (i_{s1d} + i_{s2d})$$

$$\phi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m (i_{s1q} + i_{s2q}) \quad (3.58)$$

On obtient :

$$i_{rd} = \frac{\phi_{rd}}{L_r L_m} - \frac{L_m}{L_r L_m} (i_{s1d} + i_{s2d})$$

$$i_{rq} = \frac{\phi_{rq}}{L_r L_m} - \frac{L_m}{L_r L_m} (i_{s1q} + i_{s2q}) \quad (3.59)$$

En remplaçant (i_{rd}) et (i_{rq}) dans l'équation du couple, on aura :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r L_m} [\phi_{rd} (i_{s1q} + i_{s2q}) - \phi_{rq} (i_{s1d} - i_{s2d})] \quad (3.60)$$

3.7.5. Mise sous forme d'équation d'état

En remplaçant le système d'équation (II.22) dans le système d'équation (II .20) on aura :

$$[B][U] = [L][I] + \omega_{gl}[G][I] + [D][I]$$

Où

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$[U]: [v_{ds1} v_{qs1} v_{ds2} v_{qs2} v_{dr} v_{qr}]^t$$

$$[I]: [i_{ds1} i_{qs1} i_{ds2} i_{qs2} i_{dr} i_{qr}]^t \quad (3.61)$$

$$[I] = \frac{d}{dt} [I]$$

$[B] = [1 \ 1 \ 1 \ 10 \ 0]$: représente la diagonale d'une matrice

$$\begin{cases} v_{s1d} = (L_{s1} + L_m) \frac{d}{dt} i_{s1d} + L_m \frac{d}{dt} i_{s2d} + L_m \frac{d}{dt} i_{rd} + R_{s1} i_{s1d} - \omega_s ((L_{s1} + L_m) i_{s1q} + L_m (i_{s2q} + i_{rq})) \\ v_{s1q} = (L_{s1} + L_m) \frac{d}{dt} i_{s1q} + L_m \frac{d}{dt} i_{s2q} + L_m \frac{d}{dt} i_{rq} + R_{s1} i_{s1q} - \omega_s ((L_{s1} + L_m) i_{s1d} + L_m (i_{s2d} + i_{rd})) \\ v_{s2d} = (L_{s2} + L_m) \frac{d}{dt} i_{s2d} + L_m \frac{d}{dt} i_{s1d} + L_m \frac{d}{dt} i_{rd} + R_{s2} i_{s2d} - \omega_s ((L_{s2} + L_m) i_{s2q} + L_m (i_{s2q} + i_{rq})) \\ v_{s2q} = (L_{s2} + L_m) \frac{d}{dt} i_{s2q} + L_m \frac{d}{dt} i_{s1q} + L_m \frac{d}{dt} i_{rq} + R_{s2} i_{s2q} - \omega_s ((L_{s2} + L_m) i_{s2d} + L_m (i_{s2d} + i_{rd})) \\ 0 = (L_{s2} + L_m) \frac{d}{dt} i_{rd} + L_m \left(\frac{d}{dt} i_{s1d} + \frac{d}{dt} i_{s2d} \right) + R_r i_{rq} - (\omega_s - \omega) ((L_r + L_m) i_{rq} + L_m (i_{s1q} + i_{s2q})) \\ 0 = (L_{s2} + L_m) \frac{d}{dt} i_{rq} + L_m \left(\frac{d}{dt} i_{s1q} + \frac{d}{dt} i_{s2q} \right) + R_r i_{rd} - (\omega_s - \omega) ((L_r + L_m) i_{rd} + L_m (i_{s1d} + i_{s2d})) \end{cases}$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_s (L_{s1} + L_m) & 0 & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m \\ \omega_s (L_{s1} + L_m) & R_{s1} & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & R_{s2} & (\omega_s - \omega) L_m & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & 0 & (\omega_s - \omega) L_m & R_{s2} & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -(\omega_s - \omega) L_m & 0 & (\omega_s - \omega) L_m & R_r & (\omega_s - \omega) (L_{s1} + L_m) \\ (\omega_s - \omega) L_m & (\omega_s - \omega) L_m & (\omega_s - \omega) L_m & 0 & (\omega_s - \omega) (L_{s1} + L_m) & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix}$$

Avec :

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_{s1} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_{s1} + L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_{s1} + L_m \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r + L_m) \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \end{bmatrix} \quad (3.63)$$

$$\begin{bmatrix} R_1 & -\omega_s(L_1 + L_m) & 0 & -\omega_s L_m & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s(L_1 + L_m) & R_1 & \omega_s L_m & 0 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s L_m & r_2 & -\omega_s(L_2 + L_m) & 0 & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_m & 0 & \omega_s(L_2 + L_m) & r_2 & \omega_s L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

3.8. Simulation et Interprétation des résultats

Pour la simulation il suffit d'implanter le modèle électrique de la machine asynchrone double étoile sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales, équilibrées et exprimées comme suit :

Pour l'étoile 1 :

$$v_{sa1} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t)$$

$$v_{sb1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.65)$$

$$v_{sc1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

Pour l'étoile 2 :

$$v_{sa2} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \alpha)$$

$$v_{sb2} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.66)$$

$$v_{sc2} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right)$$

Avec :

V_s : La valeur efficace de tension ;

ω_s : Pulsation d'alimentation ;

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

La charge mécanique est de couple résistant $C_r = 14N.m$

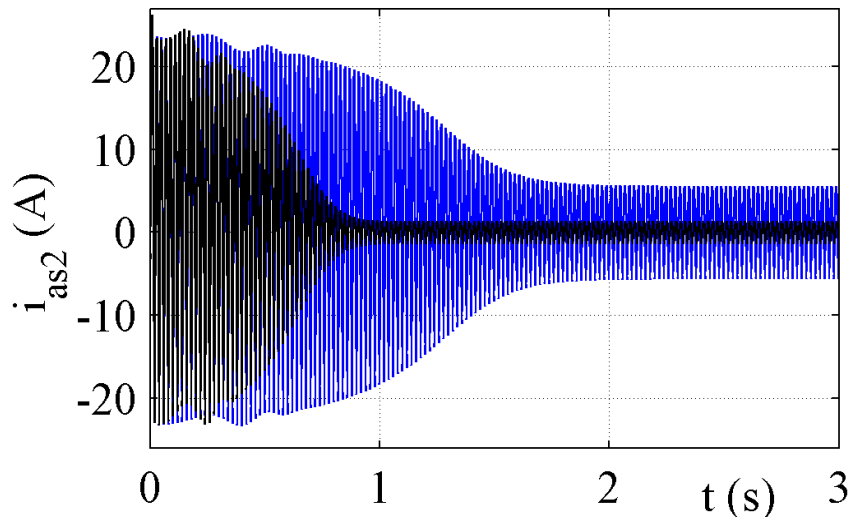


figure 3.3 : courant de sortie de phase a de réseau

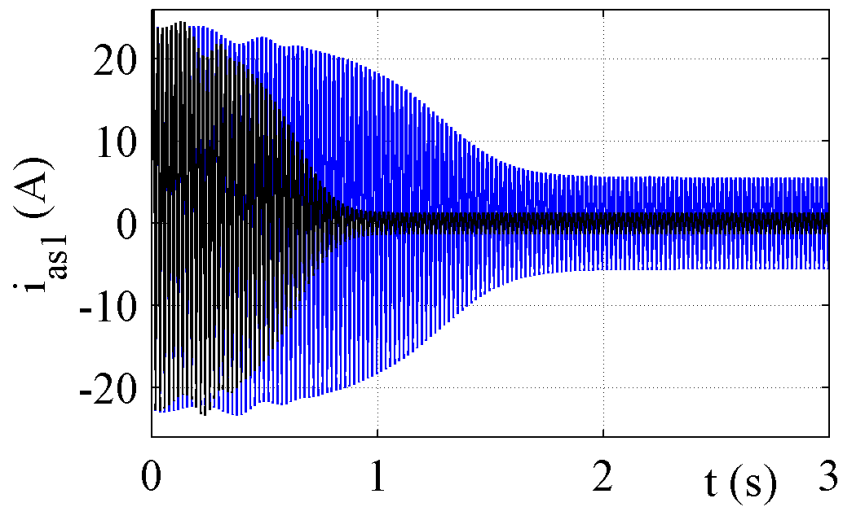


Figure 3.4 : courant de entre de phase de réseau

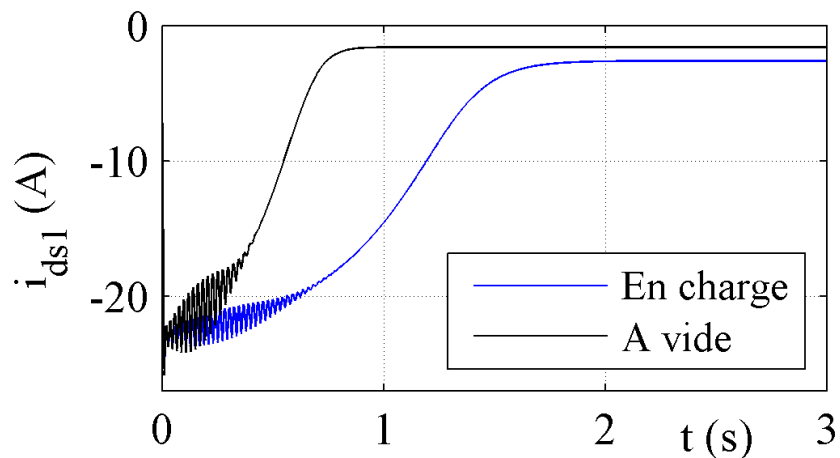


Figure 3.5 : courant d'entre de phase d de réseau

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

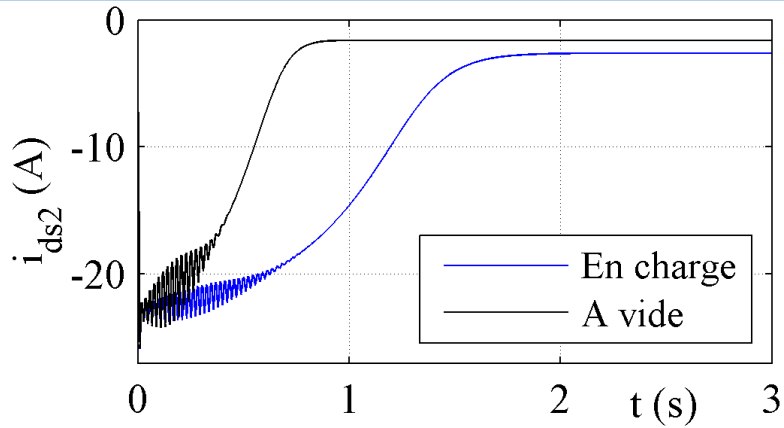


Figure 3.6 : courant de sortie de phase d de réseau

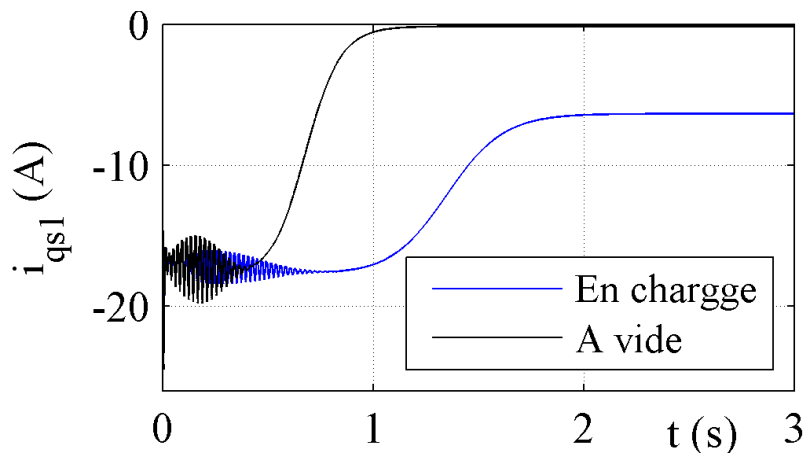


Figure 3.7 : courant de entre de phase q de réseau

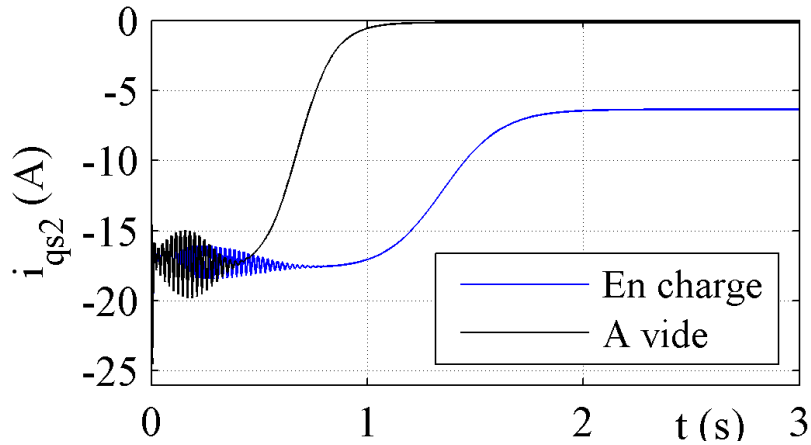


Figure 3.8 : courant de sortie de phase q de réseau

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

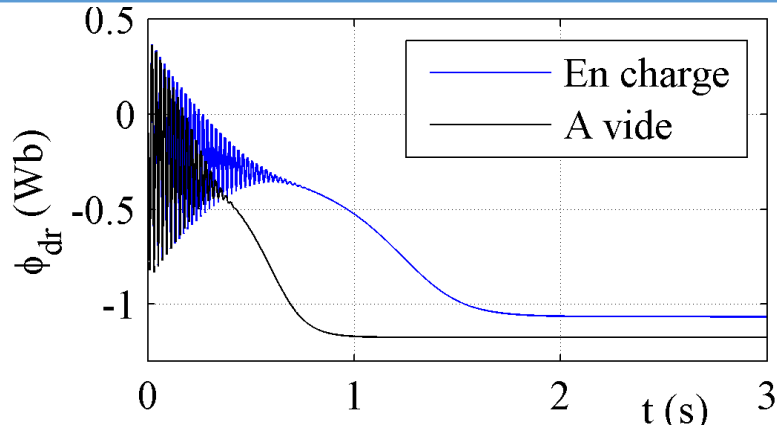


Figure 3.9 : flux rétorque de phase d de réseau

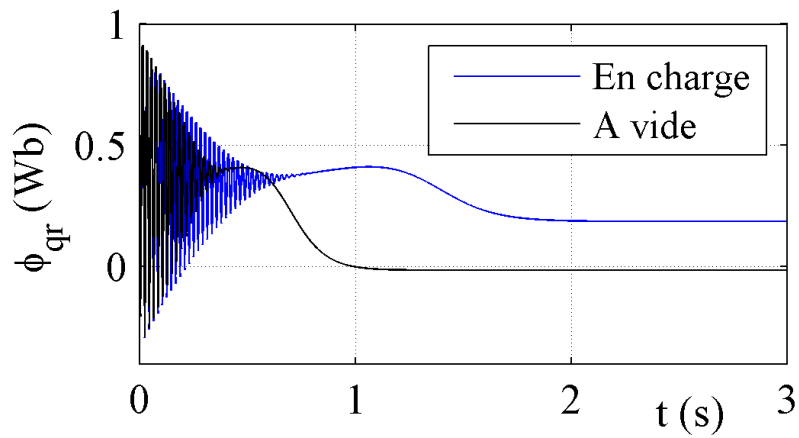


Figure 3.10 : flux rétorque de phase q de réseau

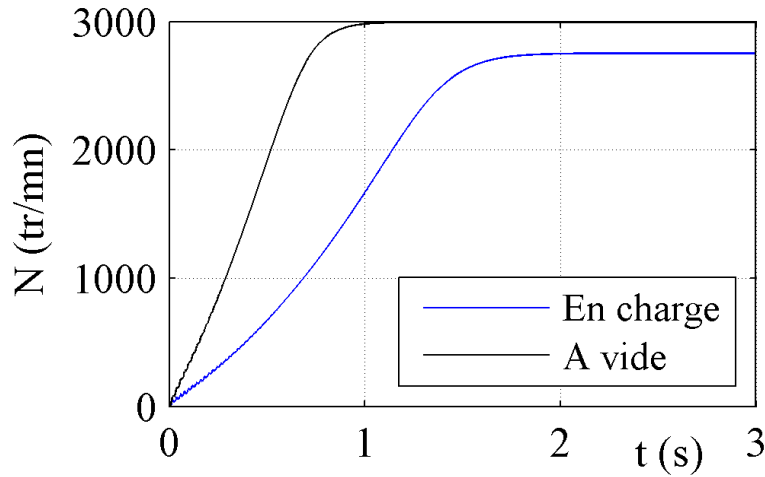


Figure 3.11 : la vitesse

CHAPITRE III : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE

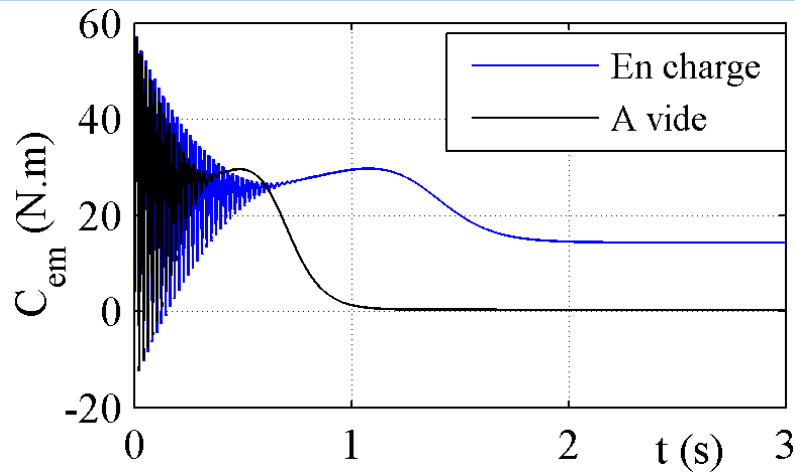


Figure 3.12 : couple électromagnétique

3.9 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'établissement d'un modèle mathématique de la MASDE basé sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices.

L'étude des caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales, à vide et en charge a été accomplie.

Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge a été simulé par le logiciel MATLAB/SIMULINK.

L'insertion de la charge engendre une variation de la vitesse, ce qui nécessite une régulation.

CONCLUSION GENERALE

1. Conclusion générale

Dans le présent travail, nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines multi phases. L'exemple type de ces machines est la machine asynchrone à double étoile qui présente un bon compromis technico-économique. Nous avons appliqué la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE. Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par MLI, qui produisent des harmoniques de couple, mais restent faibles par rapport aux machines conventionnelles triphasées.

L'objectif principal de ce travail est l'étude et la simulation des techniques de commande d'un onduleur de tension triphasé. Ce travail est organisé en trois parties, dans la première partie nous avons donné le modèle mathématique de l'onduleur dont sa forme est une matrice carrée. La deuxième partie nous avons appris différentes techniques de commande de l'onduleur triphasé à savoir commande 180° et commande MLI et leur différent type de cette dernière. Les résultats de simulation obtenus dans le troisième chapitre en alimentation directe ou par deux onduleurs de la MASDE montrent bien le fort couplage entre le flux et le couple. Ceci nous a conduits à introduire une commande découplée.

La MLI sinus triangulaire permet de faire varier la valeur du fondamentale de la tension de sortie.

Les harmoniques dus à la MLI sont de rang élevé, et ils génèrent donc des fréquences élevées, donc la MLI donne de très faibles harmoniques, elle est utilisée pour varier la vitesse de moteur et l'alimentation sans interruption.

BIBLIOGRAPHIES

Bibliographie

- [1] OKBA Salah et BEDDIAR Walid, «Etude et réalisation d'un onduleur de tension triphasé à MLI», Mémoire de master en ELECTROMECHANIQUE, Université MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2018/2019.
- [2] BOUKAROURA Abdelkader, « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond-Graph », Mémoire de magister en électrotechnique, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2009.
- [3] G. Segulier and F. Labrique, 'Les Convertisseurs de l'Électronique de Puissance', Tome 4 : La Conversion Continu-Alternatif, Edition Lavoisier, Technologie et Documentation, 1989.
- [4] Benadel Hani Choudira MESSAOUD, technique de commande d'un onduleur triphasé, projet de Mémoire fin d'étude licence génie électrique.
- [5] Application ASI, « onduleur de tension description », www.wikipédia.com
- [6] Axel SCHUSTER, « COMMANDE, RÉGLAGE ET OPTIMISATION D'UN CONVERTISSEUR MATRICIEL POUR ENTRAÎNEMENTS PAR MOTEUR ASYNCHRONE », Mémoire doctorat, 1998, résumé.
- [7] N.TAIB, « Application des Convertisseurs Matriciels à la Commande des Machines à Courants Alternatif » Mémoire de Magistère à université de A.MIRA de BEJAIA.
- [8] L.AIT OUBELLI «MISE EN OEUVRE D'UN MODÈLE GÉNÉRIQUE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL DANS LES ENVIRONNEMENTS EMTP-RV ET MATLAB-SIMULINK » Maitrise Décembre 2011.
- [9] A.DENDOUGA « CONTROLE DES PUISSANCE ACTIVE ET REACTIVE DE LA MACHINE A DOUBLE ALIMENTATION (DFIM) », Mémoire Doctorat, BATNA, 10/02/2010.
- [10] M.SLAOUATI ; A.LARADI, « Contrôle Direct du couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par un Convertisseur Direct AC-AC» thème ingénieur .pro 2006-2007
- [11] N.TAIB, « Utilisation des Convertisseurs Matriciels dans les Système de Protection de Production d'Énergie » Mémoire de Doctorat à université de A.MIRA de BEJAIA. En 2012.
- [12] ZAHIR.AIT OUALI, « Application des FPGA à la commande d'un moteur asynchrone. » Mémoire de Magistère université de MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU.
- [13] CHEKKAL et HAMITOCHE, « Etude, Identification, Modélisation et commande de la Machine asynchrone Double étoile. » Mémoire d'ingénieur université de Bejaia 2007.