

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

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Electrotechnique

Projet de fin d'études

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

Intitulé

Modélisation et Commande d'une Machine Asynchrone Pentaphasée Alimentée par Onduleur de Tension

Présenté par : ***Mlle BELAZOUGUI Amira***

Sous la direction de : ***Pr. MO. MAHMOUDI***

Soutenu publiquement le 09 Juillet 2020, devant le jury suivant :

Président : L. NEZLI, Professeur à l'ENP
Rapporteur : MO. MAHMOUDI, Professeur à l'ENP
Examineur : T. ZEBBADJI, MC à l'ENP

-ENP 2020-

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

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Electrotechnique

Projet de fin d'études

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

Intitulé

Modélisation et Commande d'une Machine Asynchrone Pentaphasée Alimentée par Onduleur de Tension

Présenté par : ***Mlle BELAZOUGUI Amira***

Sous la direction de : ***Pr. MO. MAHMOUDI***

Soutenu publiquement le 09 Juillet 2020, devant le jury suivant :

Président : L. NEZLI, Professeur à l'ENP
Rapporteur : MO. MAHMOUDI, Professeur à l'ENP
Examineur : T. ZEBBADJI, MC à l'ENP

-ENP 2020-

ملخص

في هذا العمل قمنا بدراسة نموذج الآلة اللازامنية ذات خمس اطوار في كلا المعلمين الطبيعي، و بارك كما قمنا بدراسة المحول الكهربائي المتصل بالالة و الذي قمنا بتحكمه عن طريق تقنيات التحكم في عرض الموجة الكاملة، الموجة الجيبية و الموجة الشعاعية. كذلك لقد تطرقنا إلى دراسة الآلة اللازامنية المتصلة بالمحول في كلا السلوكين الثابت و الديناميكي في الاخير تطرقنا إلى طرق التحكم في الآلة اللازامنية عن طريق التحكم الجدائي و الشعاعي و قمنا بدراسة كلا المحاكيتين في بيئة سيميلانك كلمات مفتاحية: آلة لا تزامنية خماسية الطور، محول كهربائي، تقنيات التحكم الجيبية و الشعاعية، تحكم شعاعي

Abstract

This work concerns the study, modeling and control of a pentaphase asynchronous machine powered by a voltage inverter. Thus, after modelling the machine in the natural base and in the Park configuration, inverter control techniques were considered. These are 180-degree "full wave" type "full wave" techniques and triangulo/sinusoidal TRI/SIN MLI techniques and SVM spatial vector modulation. With these control strategies, we determined the static and dynamic behaviour of the inverter-machine combination. We also presented the control of the pentaphase machine using the V/f cte control law and vector control.

Key words : five phase induction machine, five phase inverter, SPWM technique SVPWM technique, V/f control ,vector control.

Résumé

Ce travail concerne l'étude, la modélisation et la commande d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée par onduleur de tension. Ainsi, après modélisation de la machine dans la base naturelle et dans la configuration de Park, des techniques de commande de l'onduleur ont été envisagées. Il s'agit des techniques "pleine onde" de type 180 degrés et des techniques MLI triangulo/sinusoidale TRI/SIN et la modulation vectorielle spatiale SVM. Avec ces stratégies de commande, nous avons déterminé le comportement statique et dynamique de l'association onduleur - machine. Nous avons également présenté la commande de la machine pentaphasée en utilisant la loi de commande V/f cte et la commande vectorielle.

Mots clés : Machine asynchrone pentaphasée, onduleur, VSI, MLI triangulo-sinusoidale, MLI vectorielle, commande scalaire V/f, commande vectorielle.

Remerciement

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à Monsieur **MO.Mahmoudi**, Professeur à l'École Nationale Polytechnique d'Alger, pour avoir dirigé ce travail, pour ses nombreux conseils avisés lors de la rédaction de ce mémoire, ainsi pour les encouragements qu'il m'a prodigués tout au long de ma formation.

Je tiens également à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur **L. NEZLI**, Professeur à l'École Nationale Polytechnique d'Alger, pour l'honneur qu'il m'a fait en acceptant de juger ce travail et de présider le jury.

Je remercie vivement Monsieur **Dr T.ZEBBADJI**, MCB à l'École Nationale Polytechnique, pour l'intérêt qu'il a porté à mon travail en acceptant d'en être examinateur.

Je remercie également tous les enseignants du département électrotechnique ainsi que mes professeurs en classe préparatoire à l'École Nationale Polytechnique et toutes personnes ayant contribué à ma formation durant les deux cycles de ma formation.

BELAZOUGUI Amira

Dédicace

A ma très chère mère

Tu as fait plus qu'une mère puisse faire pour que ses enfants suivent le bon chemin dans leur vie et leurs études en les accompagnant avec tes prières. Tu as toujours été là pour moi à m'encourager à me donner la force. Je te dédie ce travail en témoignage de mon profond amour. Puisse Dieu, le tout puissant, te préserver et t'accorder santé, longue vie et bonheur.

A mon très cher père

Sans toi, je ne serais jamais devenu ce que je suis aujourd'hui. Je te dédie ce travail en signe de ma vive reconnaissance pour tous tes efforts et sacrifices ainsi que de mon profond estime. Puisse le tout puissant te garde pour nous et te donne santé, bonheur et longue vie.

À mes chers amis ainsi que toutes les personnes qui ont cru en moi.

Que ce travail soit le fruit de votre soutien indéfectible.

BELAZOUGUI Amira

Table des matières

Table des matières	
Table des figures	
Liste des tableaux	
Liste de Notations et Symboles	
Introduction Générale	

I	Modélisation de la Machine Asynchrone Pentaphasée	11
I.1	Introduction	12
I.2	Principe de fonctionnement des machines polyphasées	12
I.3	La machine asynchrone pentaphasée	13
I.3.1	Modélisation de la machine pentaphasée dans le repère de PARK	15
I.4	Simulation de la machine asynchrone pentaphasée sur MATLAB	19
I.4.1	Resultats de la simulation	20
I.4.2	Interprétations des résultats	21
I.5	Conclusion	21
II	Association Onduleur-Machine Pentaphasée avec sa commande rapprochée	22
II.1	Introduction	23
II.2	Modélisation de l'onduleur de tension	23
II.3	Différentes stratégies de commande	25
II.3.1	Commande à pleine onde	25
II.3.2	MLI Triangulo-sinusoidale	30
II.3.3	MLI Vectorielle	34
II.3.4	Étude comparative entre les deux techniques MLI tri-sin et MLI vectorielle	39
II.4	Simulation de l'association Onduleur - MASP sur MATLAB-Simulink	43
II.4.1	Simulations de la machine pentaphasée alimenté par un onduleur avec une commande pleine onde	43
II.4.2	Simulations de la machine pentaphasée alimenté par un onduleur avec une commande MLI triangulo-sinusoidale	44
II.4.3	Simulations de la machine pentaphasée alimenté par un onduleur avec une commande MLI Vectorielle	46
II.5	Conclusion	47

III	Commande scalaire de la machine asyn-	
	pentaphasée	48
III.1	Introduction	49
III.2	Principe de la commande V/f constant	49
III.2.1	Calcul des paramètre du régulateur de vitesse PI	51
III.3	Simulation de la commande scalaire	53
III.3.1	Résultats de la simulation	53
III.3.2	Interprétations des résultats	54
III.4	Conclusion	54
IV	Commande vectorielle de la machine asyn-	
	chrone pentaphasée	55
IV.1	Introduction	56
IV.2	Principe de la commande vectorielle	56
IV.2.1	Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté	58
IV.2.2	Calcul des régulateurs	59
IV.3	Simulation de la commande vectorielle	61
IV.3.1	Résultats de la simulation	61
IV.3.2	Interprétation des résultats	61
IV.4	Conclusion	62
	Conclusion Générale	64
	Bibliographie	65
	Annexe A	68
	Annexe B	69

Table des figures

I.1	Représentation des tensions simple et composées	19
I.2	Résultats des simulations d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge à $t=0.5$ sec pour une alimentation sinusoïdale	20
II.1	Schéma d'un onduleur pentaphasé	23
II.2	Interrupteur de puissance avec IGBT et Diode	24
II.3	Séquences de commutation d'un onduleur pentaphasé	26
II.4	Schéma de simulation d'un onduleur à pleine onde	27
II.5	Résultats de la simulation d'un onduleur à pleine onde avec ($V_{dc}=400$ V)	28
II.6	Exemple d'un signal MLI triangulo-sinusoïdale	30
II.7	Schéma de simulation d'un onduleur à MLI triangulo-sinusoïdale	31
II.8	Résultats de la simulation d'un onduleur à MLI triangulo-sinusoïdale ($V_{dc}=400$ V, $m=21$, $R=0.9$)	32
II.9	La représentation des vecteurs spatiaux de tensions dans le cas d'une MLI vectorielle	34
II.10	La représentation des tensions selon le mode de conduction des interrupteurs	34
II.11	La représentation des vecteurs spatiaux de tensions ayant une amplitude maximale	35
II.12	Projection du vecteur de tension dans le secteur N1.	36
II.13	Séquence de commutation des interrupteurs sur les dix secteurs	37
II.14	Résultats de la simulation d'un onduleur à MLI vectorielle pour $V_{dc}=400$ V $R=0.9$	38
II.15	le rang des harmoniques d'une mli tri-sin ainsi que la variation des paramètres de sorti de l'onduleur en fonction du coefficient de réglage R pour $V_{dc}=400$ V et $m=21$	39
II.16	le rang des harmoniques d'une mli vectorielle ainsi que la variation des paramètres de sorti de l'onduleur en fonction du coefficient de réglage R pour $V_{dc}=400$	40
II.17	Résultats expérimentaux de la tension de phase d'un onduleur commandé en MLI tri-sin avec une DSP 1104 $V_{dc}=400$ V	41
II.18	Résultats expérimentaux de la tension de phase d'un onduleur commandé en MLI vectorielle avec une DSP 1104 $V_{dc}=400$ V	41
II.19	Résultats de la simulation d'un démarrage à vide et on applique un couple de charge de 5 N.m à $T=1$ sec pour $V_{dc}=600$ V.	44

II.20 Résultats de la simulation d'un démarrage à vide et on applique un couple de charge de 5 N.m à T=1.5sec pour Vdc=600V m=21 R=0.9.	45
II.21 Résultats de la simulation d'un démarrage à vide et on applique un couple de charge de 5 N.m à T=2sec pour Vdc=600V R=0.9.	46
III.1 Caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence statorique	50
III.2 Le schéma synoptique de la commande scalaire	51
III.3 Le schéma fonctionnel avec un régulateur PI	51
III.4 Résultats de la simulation de la commande scalaire de la MASP alimenté par un onduleur de tension	53
IV.1 Principe de la commande vectorielle	56
IV.2 Estimation du flux rotorique et du couple	58
IV.3 Boucle de régulation de la vitesse	59
IV.4 Boucle de régulation du courant i_{ds}	60
IV.5 Boucle de régulation du courant i_{qs}	60
IV.6 Schéma complet de la commande vectorielle	61
IV.7 Résultats de la simulation de la commande vectorielle de la MASP alimenté par un onduleur en MLI tsi-sin (Vdc=600v m=21 et R=0.9)	62
IV.8 Les courbes des flux rotoriques ϕ_{dr} et ϕ_{qr} obtenues lors de la simulation de la commande vectorielle de la MASP alimenté par un onduleur en MLI tsi-sin (Vdc=600v m=21 et R=0.9)	63
IV.9 Schéma Simulink de l'association Onduleur-MASP	69
IV.10 Schéma Simulink de la commande scalaire d'une MASP	70
IV.11 Schéma Simulink de la commande vectorielle d'une MASP	71

Liste des tableaux

II.1	Mode d'opération d'un onduleur pentaphasé	26
II.2	L'amplitude du fondamental de la tension simple, composée adjacente et non adjacente (pleine onde $V_{dc}=400V$)	29
II.3	L'amplitude du fondamental de la tension simple, composée adjacente et non adjacente (MLI Tri-sin $V_{dc}=400V$ $R=0.9$ $m=21$)	33
II.4	L'amplitude du fondamental de la tension simple, composée adjacente et non adjacente (MLI Vectorielle $V_{dc}=400V$ $R=0.9$) . . .	38

Liste de Notations et Symboles

n	: Nombre de phases de la machine
s, r	: Indice relatif au stator et rotor respectivement
A, B, C, \dots	: Indices des phases statoriques
a, b, c, \dots	: Indices des phases rotoriques
d, q	: Indices des axes, direct et en quadrature respectivement
\vec{V}	: Vecteur tension
$\vec{\Phi}$: Vecteur flux
\vec{I}	: Vecteur courant
v	: Composante scalaire du vecteur tension
ϕ	: Composante scalaire du vecteur flux
i	: Composante scalaire du vecteur courant
P	: Puissance instantanée transitant dans la machine
C_{em}	: couple électromagnétique
J	: Moment d'inertie de la machine
Ω_m	: Vitesse de rotation mécanique
f	: Coefficient de frottement
C_{ch}	: Couple de charge
p	: Nombre de paire de pôles
$[L_{ss}]$: Matrice inductance statorique
$[L_m]$: Matrice inductance rotorique
$[M_{rs}]$: Matrice mutuelle statorique/rotorique
$[R_s]$: Matrice résistance statorique
$[R_r]$: Matrice résistance rotorique
$[T]$: Matrice de passage de la base naturelle vers la base propre
$[R]$: Matrice de rotation
$[P]$: Matrice de Park
L	: Inductance propre
L_P	: Inductance principale
l_f	: Inductance de fuite
L_m	: Inductance mutuelle
θ	: La position angulaire du rotor par rapport au stator
Ω_s	: Pulsation électrique statorique
Ω_r	: Pulsation électrique rotorique
T_r	: Constante de temps rotorique
T_s	: Constante de temps statorique
σ	: Coefficient de fuites totales

Introduction Générale

Les machines asynchrones sont de loin les machines électriques les plus utilisées dans l'industrie surtout dans les domaines nécessitant une variation de la vitesse. On peut rencontrer plusieurs problèmes lors de leur fonctionnement tel que (bobinages, source d'alimentation, commande...) mais avec le développement de l'électronique de puissance ces derniers sont mieux maîtrisés [2].

En effet de nos jours grâce à ce développement on peut rencontrer des machines polyphasées, dont le nombre de phases est supérieur à trois qui offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages de la machine. L'augmentation du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement. D'autres part, l'augmentation du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut. Cette problématique est fondamentale pour les applications devant garantir une excellente continuité de service, pratiquement, dans les domaines de la traction ferroviaire, de la propulsion navale, de l'automobile et de l'aérospatiale [22].

Un des exemples les plus courants de machines polyphasées est la machine asynchrone pentaphasée qui est l'exemple qu'on a étudié dans le présent travail où on a abordé les points suivants :

Dans le premier chapitre on a étudié le modèle de la machine asynchrone pentaphasée dans la base naturelle, puis dans la base de Park tout en utilisant des formalismes vectoriels. Le modèle qu'on a obtenu nous a permis de connaître le comportement dynamique et statique de la machine.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude de la commande rapprochée de l'onduleur en proposant des stratégies MLI. Ainsi, nous avons commandé l'onduleur par la commande "pleine onde" à 180° degrés, puis des techniques MLI triangulo/sinusoidale et la modulation vectorielle dans l'espace SVM. Ainsi, en utilisant ces techniques de commande, nous avons déterminé le comportement statique et dynamique à vide et en charge de l'association Onduleur-machine 5ph.

Au troisième chapitre on a appliqué la commande scalaire à V/f cst à cet ensemble onduleur-machine et analyser son comportement.

Au dernier chapitre on a étudié la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique de la machine et analyser par la suite son fonctionnement statique et dynamique.

A la fin nous clôturons ce travail avec une conclusion générale.

Chapitre I

**Modélisation de la
Machine
Asynchrone
Pentaphasée**

I.1 Introduction

Aujourd'hui, la plupart des machines électriques sont contrôlées par des variateurs de vitesse qui sont généralement alimentés par des convertisseurs d'électronique de puissance, et puisque le convertisseur agit comme une interface qui découple la source de tension du moteur, le nombre de phases ne peut plus être limité à trois [15].

Il existe donc ce qu'on appelle les machines polyphasées, une machine polyphasée est une machine de n bobinages déphasés spatialement de $\frac{2\pi}{n}$ et alimentés par des tensions déphasées temporellement de $\frac{2\pi}{n}$.

On distingue habituellement les machines polyphasées selon le nombre de phases statoriques, qui est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machines polyphasées de type 1 » dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en n étoiles triphasées et les « machines polyphasées de type 2 » qui sont des machines, dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair.

I.2 Principe de fonctionnement des machines polyphasées

On prend comme exemple le principe de fonctionnement de la machine heptaphasée (6 phases) autrement dite la machine double étoile. Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 est alimentée par des courants triphasés et l'étoile 2 alimentée par les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle $\frac{\pi}{6}$). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme » [2]. Elle est définie comme suit :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} [rad/sec] \quad (I.1)$$

Ces deux champs tournants produit par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse Ω_r inférieure à celle du synchronisme Ω_s ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

La différence de vitesse entre la pulsation des courants rotoriques et le champ tournant est dite vitesse relative :

$$\Omega_r = \Omega_s - \Omega_m \quad (I.2)$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit le glissement par le rapport :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} \quad (I.3)$$

Ω_s : vitesse du champ tournant. Ω_r : vitesse de pulsation des courants rotoriques.
 Ω_m : vitesse de la machine.

et que le mode de fonctionnement de la machine dépend de la valeur que prend celui-ci tout comme dans le cas de la machine asynchrone triphasé fonctionnement : moteur, génératrice ou freinage.

I.3 La machine asynchrone pentaphasée

La machine considérée dans le présent travail est la machine asynchrone pentaphasée. Le stator de la machine est formé de 5 enroulements fixes décalés de $\frac{2\pi}{5}$ dans l'espace. Le rotor peut être aussi modélisé par 5 enroulements identiques décalés dans l'espace de $\frac{2\pi}{5}$ qui sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

$$\begin{cases} \vec{V}_s = [R_s] \vec{I}_s + \frac{d}{dt} \vec{\phi}_s \\ \vec{V}_r = [R_r] \vec{I}_r + \frac{d}{dt} \vec{\phi}_r = 0 \end{cases} \quad (I.4)$$

\vec{I}_s , \vec{I}_r , $\vec{\phi}_s$ et $\vec{\phi}_r$ sont respectivement, le vecteur courant statorique, le vecteur courant rotorique, le vecteur flux statorique et le vecteur flux rotorique. $[R_s]$, $[R_r]$ sont respectivement, la matrice résistance statorique et la matrice résistance rotorique, et vu que les phases de la machines sont identiques elles ont des éléments diagonaux égaux.

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Équations aux flux magnétiques de la machine :

Les équations des flux sont :

$$\begin{cases} \vec{\phi}_s = [L_{ss}] \vec{I}_s + [M_{sr}] \vec{I}_r \\ \vec{\phi}_r = [L_{rr}] \vec{I}_r + [M_{rs}] \vec{I}_s \end{cases} \quad (I.5)$$

Les expressions des tensions deviennent ainsi :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = [R_s] \vec{I}_s + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \vec{I}_s + [M_{sr}] \vec{I}_r) \\ \vec{V}_r = [R_r] \vec{I}_r + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \vec{I}_r + [M_{rs}] \vec{I}_s) \end{cases} \quad (I.6)$$

Tels que :

$$L_{ss} = \begin{bmatrix} m_{s0,s0} & m_{s0,s1} & m_{s0,s2} & m_{s0,s3} & m_{s0,s4} \\ m_{s1,s0} & m_{s1,s1} & m_{s1,s2} & m_{s1,s3} & m_{s1,s4} \\ m_{s2,s0} & m_{s2,s1} & m_{s2,s2} & m_{s2,s3} & m_{s2,s4} \\ m_{s3,s0} & m_{s3,s1} & m_{s3,s2} & m_{s3,s3} & m_{s3,s4} \\ m_{s4,s0} & m_{s4,s1} & m_{s4,s2} & m_{s4,s3} & m_{s4,s4} \end{bmatrix}$$

$$L_{rr} = \begin{bmatrix} m_{r0,r0} & m_{r0,r1} & m_{r0,r2} & m_{r0,r3} & m_{r0,r4} \\ m_{r1,r0} & m_{r1,r1} & m_{r1,r2} & m_{r1,r3} & m_{r1,r4} \\ m_{r2,r0} & m_{r2,r1} & m_{r2,r2} & m_{r2,r3} & m_{r2,r4} \\ m_{r3,r0} & m_{r3,r1} & m_{r3,r2} & m_{r3,r3} & m_{r3,r4} \\ m_{r4,r0} & m_{r4,r1} & m_{r4,r2} & m_{r4,r3} & m_{r4,r4} \end{bmatrix}$$

$$M_{sr} = \begin{bmatrix} m_{s0,r0} & m_{s0,r1} & m_{s0,r2} & m_{s0,r3} & m_{s0,r4} \\ m_{s1,r0} & m_{s1,r1} & m_{s1,r2} & m_{s1,r3} & m_{s1,r4} \\ m_{s2,r0} & m_{s2,r1} & m_{s2,r2} & m_{s2,r3} & m_{s2,r4} \\ m_{s3,r0} & m_{s3,r1} & m_{s3,r2} & m_{s3,r3} & m_{s3,r4} \\ m_{s4,r0} & m_{s4,r1} & m_{s4,r2} & m_{s4,r3} & m_{s4,r4} \end{bmatrix}$$

L_{ss} : Inductance cyclique statorique.

L_{rr} : Inductance cyclique rotorique.

M_{sr} , M_{rs} : Inductances mutuelles entre stator et rotor.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t$$

$M_{sk} = L_{sk} (k = 1, 2..5)$: inductance propre de l'enroulement k.

$$M_{rk} = L_{rk}$$

Équations mécaniques de la machine asynchrone :

Afin de concevoir le modèle de la machine on doit absolument ajouter l'équation mécanique caractérisant le mode lent de celle-ci.

Le Couple électromagnétique fourni par la machine est obtenu par dérivation de la co-énergie, comme suit :

$$C_{em} = 1/2 \begin{pmatrix} \vec{I}_s \\ \vec{I}_r \end{pmatrix}^t \left(\frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \right) \begin{pmatrix} \vec{I}_s \\ \vec{I}_r \end{pmatrix} \quad (I.7)$$

L'entrefer de la machine étant de largeur constante, seules les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de θ .

Alors l'expression du couple devient :

$$C_{em} = \vec{I}_s^t \frac{d[M_{sr}]}{d\theta} \vec{I}_r \quad (I.8)$$

$$\text{et } \frac{d\theta}{dt} = p \cdot \Omega_s$$

Ainsi l'équation mécanique est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} + f_r \cdot \Omega_m = C_{em} - C_r \quad (I.9)$$

Où :

J : représente l'inertie de la machine.

f_r : le coefficient de frottement.

C_r : le couple résistant.

Les équations précédentes représentent le modèle complet de la machine pentaphasée néanmoins la modélisation dans la base naturelle ne permet jamais l'élaboration aisée du modèle. Il est donc nécessaire de modéliser la machine polyphasée dans une base telle qu'il y ait découplage magnétique. [3] [10].

I.3.1 Modélisation de la machine pentaphasée dans le repère de PARK

La modélisation d'une machine multi-phases ayant une distribution sinusoïdale de son flux est faite généralement par le changement de référentiel dans l'axe du rotor. Cette méthode appelée Transformation de Park qui est déjà utilisée pour les machines triphasées et qui peut être adaptée selon le nombre de phases de la machine.

Ce changement de base est nécessaire afin de diagonaliser les matrices inductances puisqu'elles sont circulantes qui va nous permettre, non seulement d'éliminer le couplage magnétique, mais aussi de faciliter la commande de la machine [23], [17].

Changement de base :

Pour passer de la base naturelle à la base diphasée on utilise ce qu'on appelle la matrice de Park qui est égale dans notre cas à :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{6\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{8\pi}{5}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{6\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{8\pi}{5}) \\ 1 & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{12\pi}{5}) & \cos(\frac{16\pi}{5}) \\ 0 & -\sin(\frac{4\pi}{5}) & -\sin(\frac{8\pi}{5}) & -\sin(\frac{12\pi}{5}) & -\sin(\frac{16\pi}{5}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Il est à noter qu'à partir de la troisième ligne de la matrice [P], il n'existe aucune variation en fonction de ϕ . Par conséquent, les composantes des grandeurs électriques (tension et courant) pour les rangs supérieurs à trois sont nulles (système équilibré) [24].

Les matrices inductance et mutuelles diagonalisées sont donnée par [4] :

$$[L_{ss}]_{diag} = \begin{bmatrix} l_{fs} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fs} + \frac{5}{2}L_{ps} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} + \frac{5}{2}L_{ps} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}]_{diag} = \begin{bmatrix} l_{fr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fr} + \frac{5}{2}L_{pr} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fr} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fr} + \frac{5}{2}L_{pr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fr} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}]_{diag} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5}{2}M_{sr} \cos \theta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2}M_{sr} \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}]_{diag} = [M_{rs}]_{diag}$$

l_{fs} =Inductance de fuite statorique.

L_{ps} =Inductance principale.

Équations électriques dans le repère de PARK

On applique la transformation de park sur l'équation I.4

$$\begin{cases} \vec{V}_s = [R_s] \vec{I}_s + \frac{d}{dt} \vec{\phi}_s \\ \vec{V}_r = [R_r] \vec{I}_r + \frac{d}{dt} \vec{\phi}_r \end{cases}$$

On obtient :

$$\begin{cases} [P]^{-1}[V_{s(d,q,x,y,0)}] = [R_s][P]^{-1}[I_{s(d,q,x,y,0)}] + \frac{d}{dt}([P]^{-1}[\phi_{s(d,q,x,y,0)}]) \\ [P]^{-1}[V_{r(d,q,x,y,0)}] = [R_r][P]^{-1}[I_{r(d,q,x,y,0)}] + \frac{d}{dt}([P]^{-1}[\phi_{r(d,q,x,y,0)}]) \end{cases} \quad (I.10)$$

En multipliant le système d'équations par $[P]$, on trouve :

$$\begin{cases} [V_{s(d,q,x,y,0)}] = [R_s][I_{s(d,q,x,y,0)}] + [P] \frac{d}{dt}([P]^{-1}[\phi_{s(d,q,x,y,0)}]) \\ [V_{r(d,q,x,y,0)}] = [R_r][I_{r(d,q,x,y,0)}] + \frac{d}{dt}[P] \frac{d}{dt}([P]^{-1}[\phi_{r(d,q,x,y,0)}]) \end{cases} \quad (I.11)$$

on aura : au niveau des enroulements statoriques

$$\begin{cases} V_{sd} = [R_s][I_{sd}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sd}] - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = [R_s][I_{sq}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sq}] + \omega_s \phi_{sd} \\ V_{sx} = [R_s][I_{sx}] + \frac{d}{dt} \phi_{sx} \\ V_{sy} = [R_s][I_{sy}] + \frac{d}{dt} \phi_{sy} \\ V_{s0} = [R_s][I_{s0}] + \frac{d}{dt} \phi_{s0} \end{cases} \quad (I.12)$$

au niveau des enroulements rotoriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{rd} = [R_r][I_{rd}] + \frac{d}{dt}[\phi_{rd}] - \omega_r \phi_{rq} \\ V_{rq} = [R_r][I_{rq}] + \frac{d}{dt}[\phi_{rq}] + \omega_r \phi_{rd} \\ V_{rx} = [R_r][I_{rx}] + \frac{d}{dt}\phi_{rx} \\ V_{ry} = [R_r][I_{ry}] + \frac{d}{dt}\phi_{ry} \\ V_{r0} = [R_r][I_{r0}] + \frac{d}{dt}\phi_{r0} \end{array} \right. \quad (\text{I.13})$$

Avec : $\omega_r = \omega_s - \omega_m$

Équations magnétiques

On applique la transformation de Park généralisée au système d'équations I.7

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_s = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ \phi_r = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{array} \right. \quad (\text{I.14})$$

On obtient au niveau du stator :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd} = [L_{ss}][I_{sd}] + [M_{sr}][I_{rd}] \\ \phi_{sq} = [L_{ss}][I_{sq}] + [M_{sr}][I_{rq}] \\ \phi_{sx} = [L_{ss}][I_{sx}] \\ \phi_{sy} = [L_{ss}][I_{sy}] \\ \phi_{s0} = [L_{ss}][I_{s0}] \end{array} \right. \quad (\text{I.15})$$

On obtient au niveau du rotor :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{rd} = [L_{rr}][I_{rd}] + [M_{rs}][I_{sd}] \\ \phi_{rq} = [L_{rr}][I_{rq}] + [M_{rs}][I_{sq}] \\ \phi_{rx} = [L_{rr}][I_{rx}] \\ \phi_{ry} = [L_{rr}][I_{ry}] \\ \phi_{r0} = [L_{rr}][I_{r0}] \end{array} \right. \quad (\text{I.16})$$

Équations mécaniques dans le repère de PARK

Le couple électromagnétique fourni par la machine peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance. La puissance instantanée est calculée par un simple produit scalaire entre le courant et la tension :

$$P = V_{sd} \cdot I_{sd} + V_{sq} \cdot I_{sq} + V_{rd} \cdot I_{rd} + V_{rq} \cdot I_{rq} \quad (\text{I.17})$$

En remplaçant les tensions par leurs expressions, on obtient l'équation suivante :

$$P = R_s(I_{sd}^2 I_{sq}^2) + R_r(I_{rd}^2 I_{rq}^2) + I_{sd} \frac{d\phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\phi_{sq}}{dt} + I_{rd} \frac{d\phi_{rd}}{dt} + I_{rq} \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\phi_{sd} \cdot I_{sq} - \phi_{sq} \cdot I_{sd})\Omega_s + (\phi_{rd} \cdot I_{rq} - \phi_{rq} \cdot I_{rd})(\Omega_s - \Omega_m)$$

Tels que :

$R_s(I_{sd}^2 I_{sq}^2) + R_r(I_{rd}^2 I_{rq}^2)$: Représente les pertes par effet joule.
 $I_{sd} \frac{d\phi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\phi_{sq}}{dt} + I_{rd} \frac{d\phi_{rd}}{dt} + I_{rq} \frac{d\phi_{rq}}{dt}$: Représente la puissance électromagnétique.
 $(\phi_{sd} \cdot I_{sq} - \phi_{sq} \cdot I_{sd})\omega_s + (\phi_{rd} \cdot I_{rq} - \phi_{rq} \cdot I_{rd})(\Omega_s - \Omega_m)$: Représente la puissance mécanique.

d'où le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = pL_m(I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{rq} \cdot I_{sd}) = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} \cdot I_{sq} - \phi_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (\text{I.18})$$

p : Représente le nombre de paires de pôles.

On rappelle que l'équation mécanique est égale à :

$$J \cdot \frac{d\Omega_m}{dt} + f_r \cdot \Omega_m = C_{em} - C_r$$

Le modèle électromécanique complet de la machine asynchrone pentaphasée, est représentée donc dans la base propre de Park, comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r) & \omega_s \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} \frac{L_m}{T_r L_r} & \omega_r \frac{L_m}{L_r} \\ -\omega_r \frac{L_m}{L_r} & \frac{L_m}{T_r L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \frac{L_m}{T_r} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_m) \\ -(\omega_s - \omega_m) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{rd} \cdot I_{sq} - \phi_{rq} \cdot I_{sd}) \\ J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} + f_r \cdot \omega_m = C_{em} - C_r \end{array} \right. \quad (\text{I.19})$$

Avec :

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$: Coefficient de fuites totales.
 $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

I.4 Simulation de la machine asynchrone pentaphasée sur MATLAB

Dans ce paragraphe on va introduire le modèle mathématique obtenu de la machine pentaphasée, et l'introduire sur l'interface SIMULINK de MATLAB pour pouvoir visualiser le fonctionnement de cette dernière directement par un réseau pentaphasé équilibré fictif 380 V – 50 Hz (tensions sinusoïdales déphasées entre elles de $\frac{2\pi}{5}$).

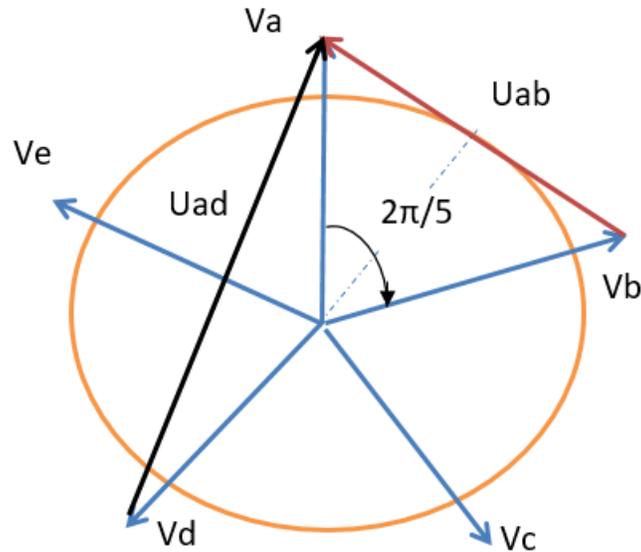


FIGURE I.1 – Représentation des tensions simple et composées

Du schéma on tire :

$$\frac{U_{ab}}{2} = V_a * \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) = V_a * \sin(36^\circ)$$

Et aussi :

$$\frac{U_{ad}}{2} = V_a * \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) = V_a * \sin(72^\circ)$$

D'où :

$$U_{ab} = 2V_a * \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) = 2V_a * \sin(36^\circ)$$

$$U_{ab} = 1,18V_a$$

Ainsi les tensions composées (de ligne) adjacentes sont égales à :

$$U_{ab} = U_{bc} = U_{cd} = U_{de} = U_{ea} = 1,18V_a = 1,18V_b = \dots = 1,18V_e$$

et les tensions composées non adjacentes :

$$U_{ad} = U_{ac} = U_{ce} = U_{eb} = 2V_a * \sin\left(\frac{\pi}{5}\right) = 2V_a * \sin(72^\circ) = 1,90V_a$$

I.4.1 Résultats de la simulation

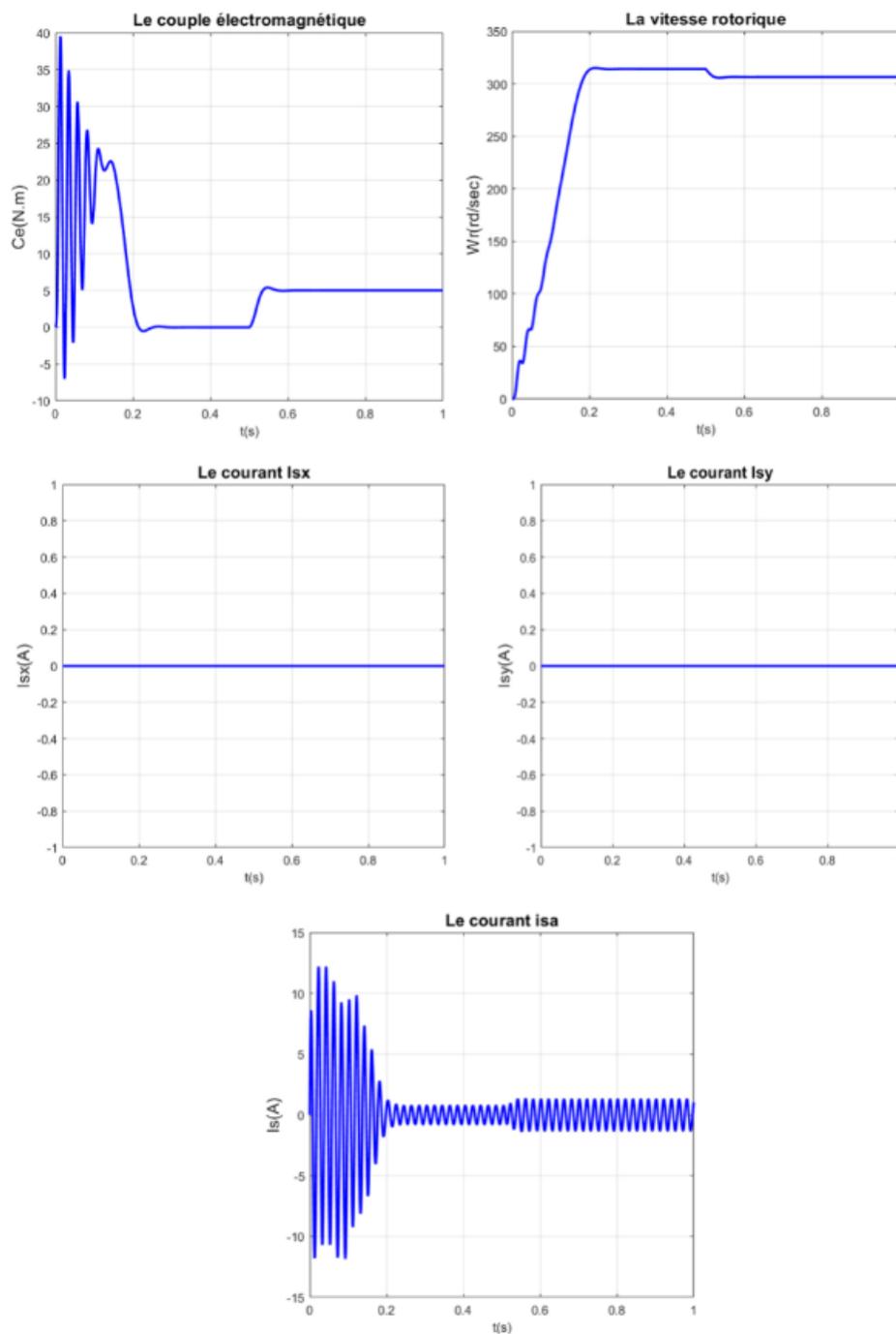


FIGURE I.2 – Résultats des simulations d'un démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge à $t=0.5$ sec pour une alimentation sinusoïdale

I.4.2 Interprétations des résultats

Les résultats de la simulation montrent qu'au démarrage à vide, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire il se stabilise ensuite à zéro (à vide), une fois qu'on a appliqué une charge à l'instant $t=0.5$ sec la valeur de ce dernier augmente et se stabilise à 5 N.m pour compenser le couple de charge et assurer l'équilibre mécanique de la machine.

Nous constatons également que la vitesse de la machine démarre de zéro et augmente d'une façon rapide et atteint sa valeur maximale (vitesse du champ tournant, qui égale à 3000 tr/min ($p=1$)) après une durée de 0,3 second, elle reste constante jusqu'à l'application de la charge mécanique à la machine la vitesse diminue de sa valeur maximale.

D'autres part on remarque que les courants I_{sd} et I_{sq} ne changent pas pendant toute la simulation en fonctionnement à vide et en charge cde qui nous confirme que ces deux courants tertiaires ne contribuent pas au développement de l'énergie et à la création du couple électromagnétique.

I.5 Conclusion

A l'issue de ce chapitre on a établi les deux modèles mathématiques de la machine asynchrone pentaphasée, un dans la base naturelle qui est très compliquée pour étudier les paramètres de la machine, et l'autre dans la configuration de Park en exploitant les propriétés des matrices inductances de la machine (circularité et symétrie).

Nous avons aussi étudié le comportement de celle-ci alimentée par un réseaux pentaphasé fictif pour les deux cas de fonctionnement à vide et en charge en utilisant l'environnement de simulink/Matlab.

Dans le prochain chapitre on va étudier d'autres sources d'alimentation qui sont utilisées en industrie pour alimenter les machines polyphasées (pentaphasée dans notre cas).

Chapitre II

Association

Onduleur-Machine

**Pentaphasée avec sa
commande
rapprochée**

II.1 Introduction

Les onduleurs de tension font une partie essentielle du système d'entraînement pour assurer un fonctionnement à vitesse variables. Ils constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, ils sont présents dans des domaines d'applications les plus variés. La forte évolution de ces convertisseurs s'est appuyée d'une part, sur le développement des composants à semi-conducteurs (entièrement commandables, puissants, robustes et rapides). Et d'autre part, sur l'utilisation quasi généralisée des techniques de commande que l'on va aborder à l'issue de ce chapitre [9], [13].

II.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs statiques continus alternatifs permettant de fournir une tension alternative d'amplitude et de fréquence réglables à partir d'une source de tension continue.

Un onduleur pentaphasé est un onduleur constitué de cinq bras comportant deux interrupteurs de puissance

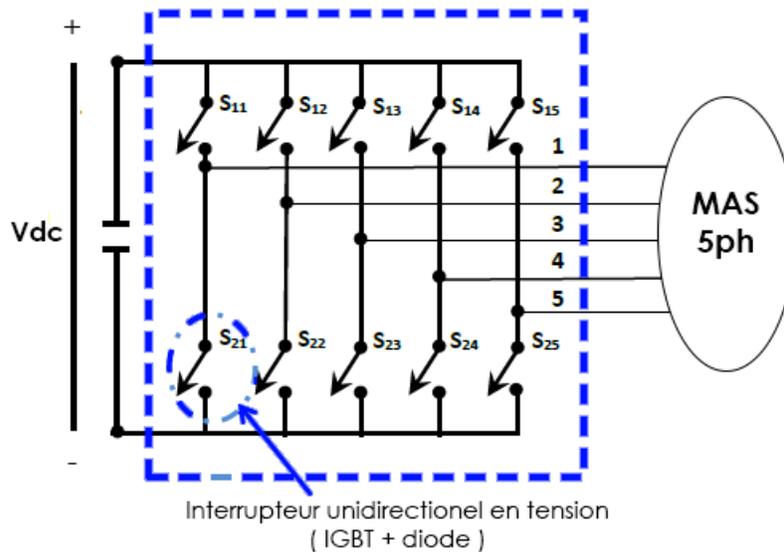


FIGURE II.1 – Schéma d'un onduleur pentaphasé

Les interrupteurs de puissance se composent, selon la puissance commutée, de GTO (Gate Turn Off), de MOS de puissance ou d'IGBT (Insulated Gate Bipolaire Transistor), en parallèle avec une diode (voir figure ci-dessous). La diode permet d'assurer la continuité du courant lors du changement de sens de celui-ci.

Les caractéristiques de l'onduleur sont principalement définies par ces composants de puissance. Ceux-ci déterminent la puissance, la tension et courant maximum commutés, la fréquence maximale de commutation et le temps mort. Ces deux dernières caractéristiques sont particulièrement importantes car elles

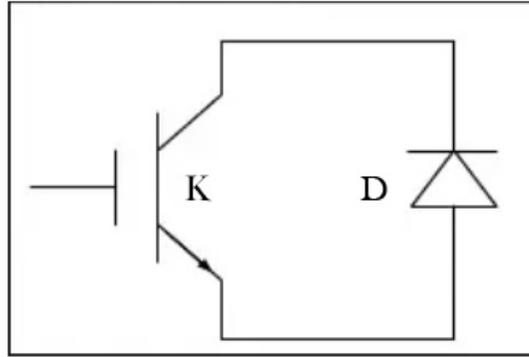


FIGURE II.2 – Interrupteur de puissance avec IGBT et Diode

vont beaucoup influencer la conception.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- la commutation des interrupteurs est instantanée ;
- la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable .

Chaque bras est formé de deux interrupteurs de commandes complémentaires

définit par une fonction de connexion donnée comme suit :

$$S_{1i} + S_{2i} = 1$$

Où S_{1i} et S_{2i} sont les fonctions de connexion d'un seul bras et i allant de 1 à 5.

En respectant cette condition pour les cinq bras de l'onduleur on aura deux états possibles pour chaque bras :

L'état1 : l'interrupteur du haut du bras est fermé et pendant que son complémentaire du bras est ouvert, dans ce cas la tension du bras par rapport au neutre (n) est V_{dc} L'état0 : l'interrupteur du haut du bras est ouvert et pendant que son complémentaire du bras est fermé, dans ce cas la tension du bras par rapport au neutre (n) est 0.

Ce convertisseur se caractérise par un modèle ne possédant que quatre tensions modulées (la cinquième étant implicitement déterminée par connaissance des autres).

$$\begin{aligned} U_{ab} &= (S_{11} - S_{12})V_{dc} \\ U_{bc} &= (S_{12} - S_{13})V_{dc} \\ U_{cd} &= (S_{13} - S_{14})V_{dc} \\ U_{de} &= (S_{14} - S_{15})V_{dc} \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

Du fait que les enroulements du stator sont à neutre isolé, les tensions de phase vérifient la relation :

$$v_{as} + v_{bs} + v_{cs} + v_{ds} + v_{es} = 0 \quad (\text{II.2})$$

Suivant ces équations on obtient les tensions simples comme suit :

$$\begin{aligned}
 v_{as} &= V_{dc} \left(\frac{4S_{11} - S_{12} - S_{13} - S_{14} - S_{15}}{5} \right) \\
 v_{bs} &= V_{dc} \left(\frac{S_{11} - 4S_{12} - S_{13} - S_{14} - S_{15}}{5} \right) \\
 v_{cs} &= V_{dc} \left(\frac{S_{11} - S_{12} - 4S_{13} - S_{14} - S_{15}}{5} \right) \\
 v_{ds} &= V_{dc} \left(\frac{S_{11} - S_{12} - S_{13} - 4S_{14} - S_{15}}{5} \right) \\
 v_{es} &= V_{dc} \left(\frac{S_{11} - S_{12} - S_{13} - S_{14} - 4S_{15}}{5} \right)
 \end{aligned} \tag{II.3}$$

Telle que la tension V_{dc} représente la tension d'alimentation continue.

Pour la génération des signaux logiques ,celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur, sachant que "une stratégie de commande" représente le réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs.

Dans ce qui suit on va parler de ces différentes stratégie pour la commande d'un onduleur de tension pentaphasé citons :

- Commande d'un onduleur par une commande à pleine Onde
- Commande d'un onduleur par une MLI triangulo-sinusoidale
- Commande d'un onduleur par une MLI vectorielle

II.3 Différentes stratégies de commande

II.3.1 Commande à pleine onde

Dans ce type de commande, les interrupteurs sont alternativement ouverts et fermés pendant la moitié de la période, tel que chaque deux interrupteurs successifs sont décalés entre eux avec un angle de $\frac{2\pi}{n}$, n représente le nombre de phase.

Dans notre cas on a $n = 5$ (voir figure II.1) :

- à tout instant 5 interrupteurs sont en état de conduire et les 5 autres sont bloqués ;
- deux interrupteurs d'un même bras doivent être commandé de façon complémentaire afin de ne pas court circuiter la source de tension.

La figure 2.3 montre les dix séquences de conduction obtenues par période, ce qui permet de construire les allures des tensions composées, et tensions simples que l'on va voir sur Simulink dans le prochain chapitre.

Mode	Switch ON
9	11,14,24,15,25
10	21,15,25,11,24
1	25,21,15,12,11
2	11,12,21,22,25
3	11,12,13,21,22
4	12,13,21,22,23
5	12,13,14,22,23
6	13,14,22,23,24
7	13,14,15,23,24
8	14,15,23,24,25

TABLE II.1 – Mode d’opération d’un onduleur pentaphasé

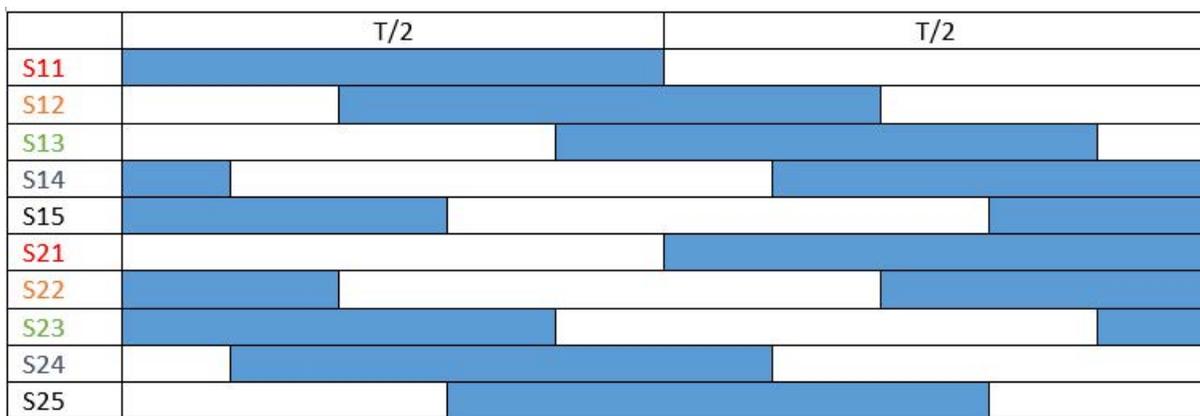


FIGURE II.3 – Séquences de commutation d’un onduleur pentaphasé

Simulation d'un onduleur à pleine onde

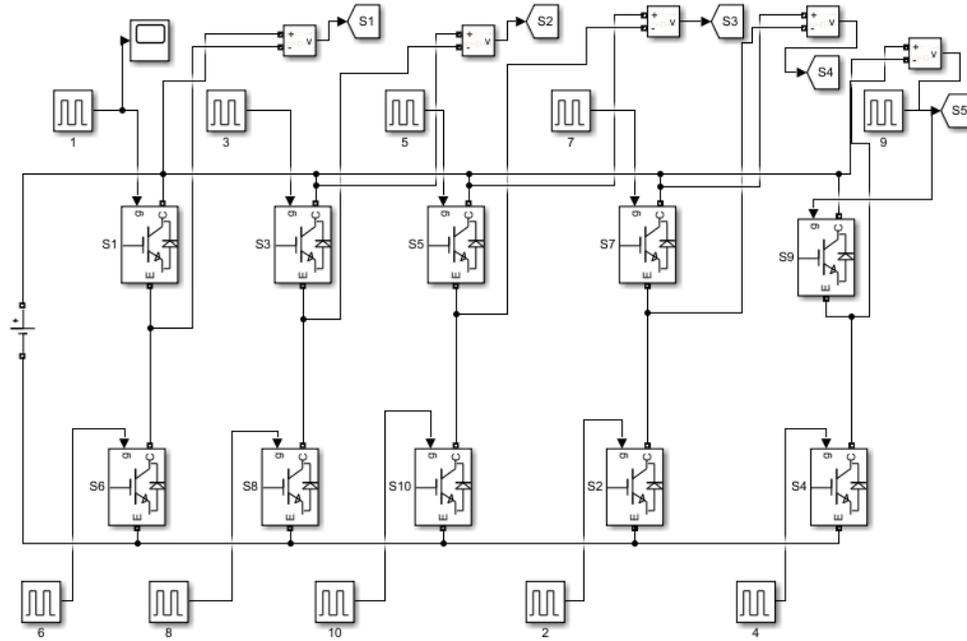


FIGURE II.4 – Schéma de simulation d'un onduleur à pleine onde

Résultats de la simulation

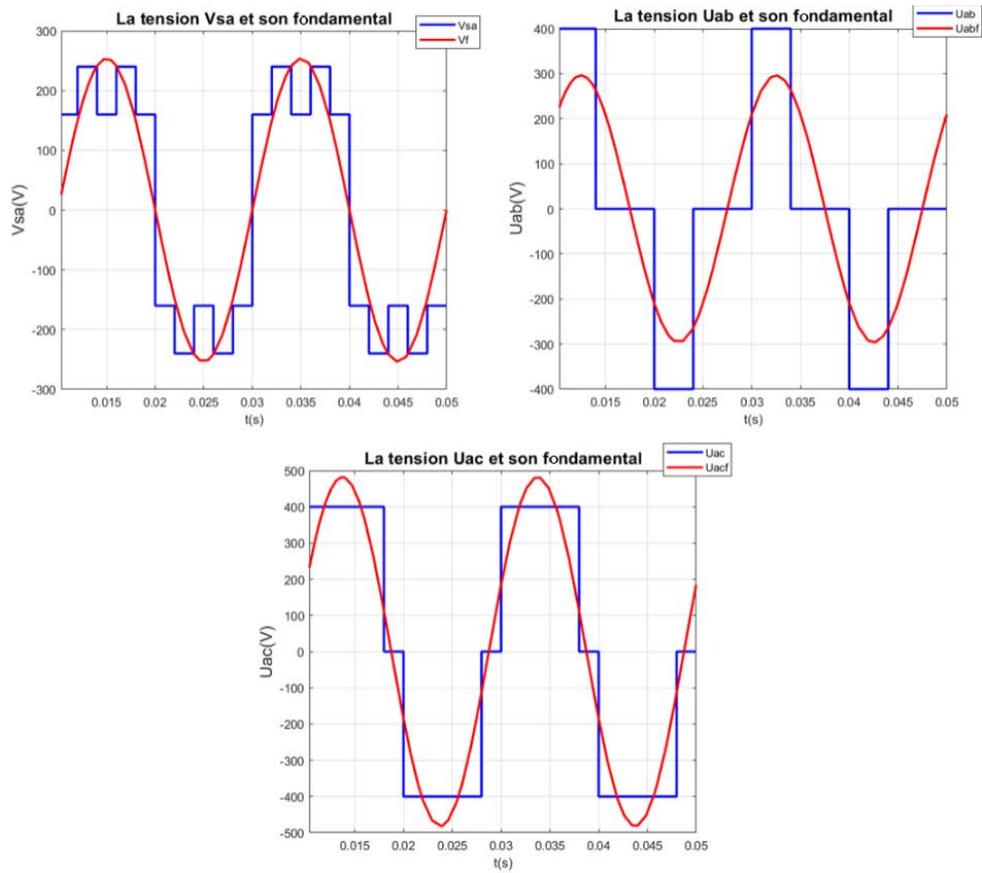


FIGURE II.5 – Résultats de la simulation d'un onduleur à pleine onde avec ($V_{dc}=400$ V)

Interprétation des résultats

D'après les résultats de la simulation on a :

Signal	Tension de phase V_{sa}	Tension composée U_{ab}	Tension composée U_{ac}
L'amplitude du fondamental (V)	253.7	296.4	482.1

TABLE II.2 – L'amplitude du fondamental de la tension simple, composée adjacente et non adjacente (pleine onde $V_{dc}=400V$)

D'où :

$$\frac{U_{ab}}{V_{sa}} = 1.17$$

$$\frac{U_{ac}}{V_{sa}} = 1.9$$

Les résultats de la simulation montrent que les tensions composées adjacentes et non adjacentes ne sont pas les mêmes comme dans le cas triphasé et c'est ce qu'on a trouvé dans le précédent chapitre pour une alimentation sinusoïdale.

II.3.2 MLI Triangulo-sinusoidale

La MLI Triangulo-sinusoidale 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 modulate. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En pentaphasé, les cinq références sinusoidales sont déphasées de $\frac{2\pi}{5}$ à la même fréquence f .

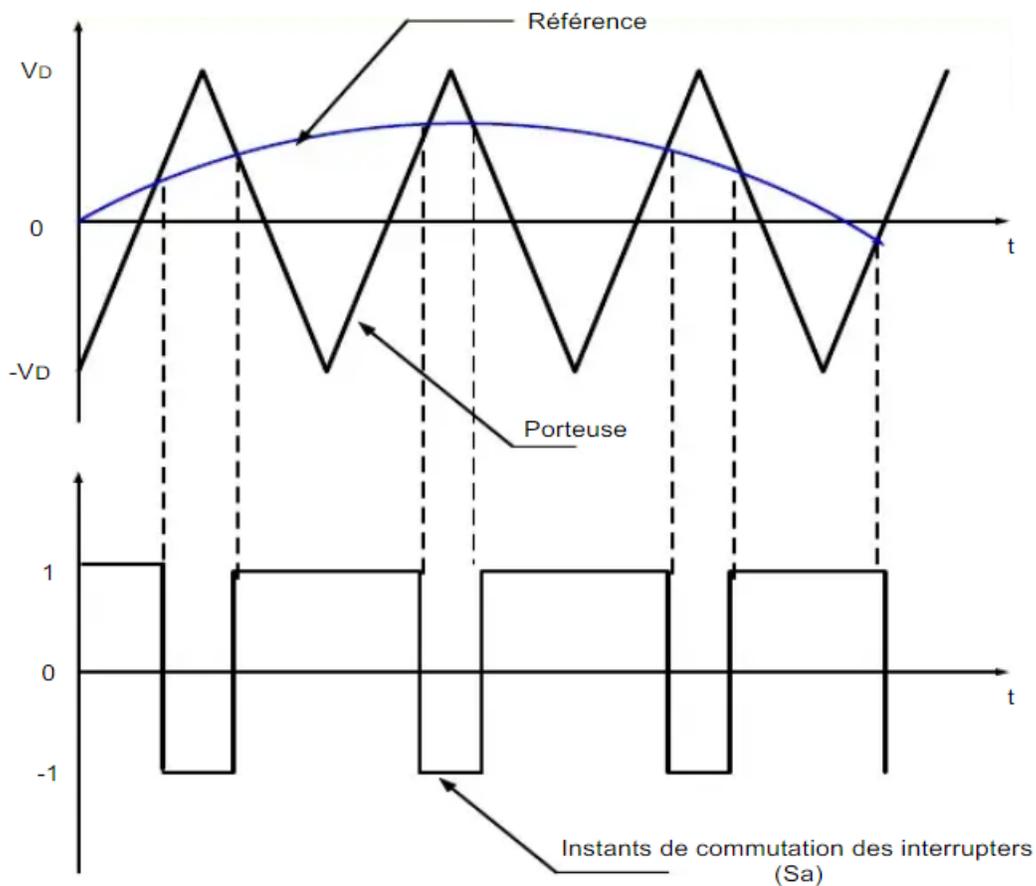


FIGURE II.6 – Exemple d'un signal MLI triangulo-sinusoidale

Caractéristiques d'une MLI triangulo-sinusoidale

Il existe deux paramètres caractérisant la commande :

- **L'indice de modulation m** : égal au rapport de la fréquence de la modulation (porteuse) sur la fréquence de la référence (modulante)

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{II.4})$$

On choisit généralement m supérieure à l'unité parce que l'augmentation mène au déplacement des harmoniques vers des fréquences élevés.

- **Coefficient de réglage en tension r** : égal au rapport de l'amplitude de la tension de la référence sur celle de la porteuse.

$$r = \frac{U_m}{U_p} \quad (\text{II.5})$$

Simulation d'un onduleur avec une commande MLI Triangulo-sinusoidale

ONDULEUR pentaphasée commandé par une MLI triangulo-sinusoidal

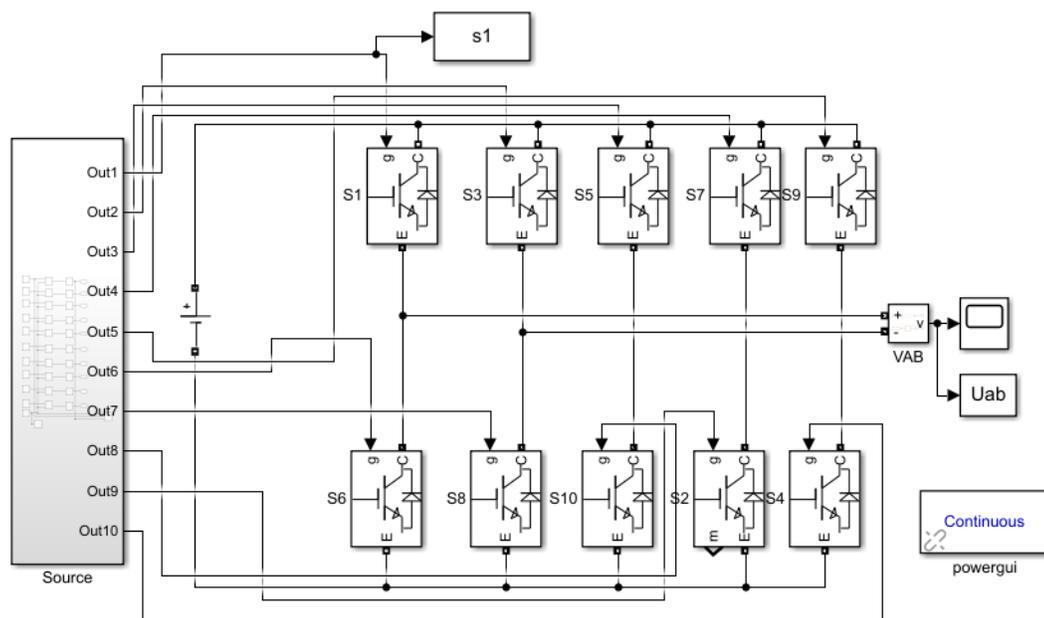


FIGURE II.7 – Schéma de simulation d'un onduleur à MLI triangulo-sinusoidale

Résultats de la simulation

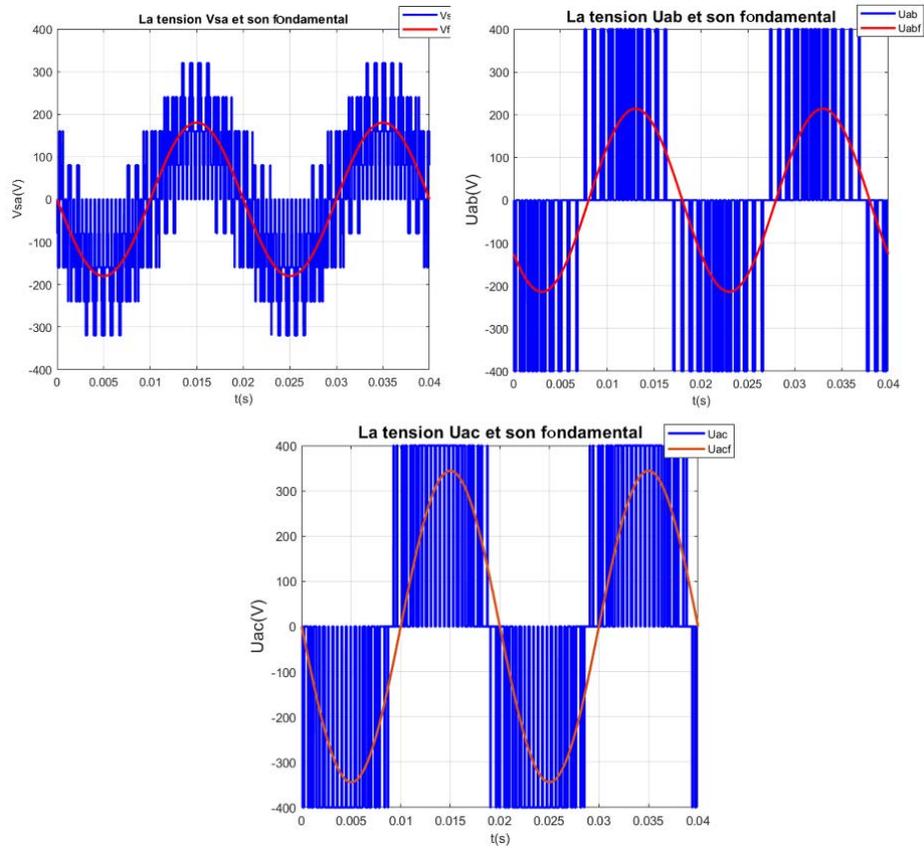


FIGURE II.8 – Résultats de la simulation d'un onduleur à MLI triangulo-sinusoidale ($V_{dc}=400$ V, $m=21$, $R=0.9$)

Interprétation des résultats

D'après la simulation on trouve :

Signal	Tension de phase V_{sa}	Tension composée U_{ab}	Tension composée U_{ac}
L'amplitude du fondamental (V)	180.3	214.1	344.1

TABLE II.3 – L'amplitude du fondamental de la tension simple, composée adjacente et non adjacente (MLI Tri-sin $V_{dc}=400V$ $R=0.9$ $m=21$)

D'où :

$$\frac{U_{ab}}{V_{sa}} = 1.18 \quad \frac{U_{ac}}{V_{sa}} = 1.9$$

Les résultats de la simulation montrent que les tensions composées adjacentes et non adjacentes ne sont pas les mêmes comme dans le cas triphasé, ces résultats sont encore plus proches de l'alimentation sinusoïdale .

II.3.3 MLI Vectorielle

La modulation de largeur d'impulsion du vecteur spatial est devenue l'une des techniques PWM les plus populaires en raison de sa mise en œuvre numérique plus facile et de sa meilleure utilisation du bus de tension continu DC [9]. Le principe de la SVPWM réside dans la commutation des interrupteurs d'une manière spéciale en lui appliquant un ensemble de vecteurs spatiaux pour une durée de temps spécifique [6].

Dans le cas d'une MLI Vectorielle à cinq phases, il y a au total $2^5 = 32$ vecteurs spatiaux disponibles, dont trente sont des vecteurs d'état actif et deux sont des vecteurs d'état zéro formant trois décagones concentriques (voir figures). [7]

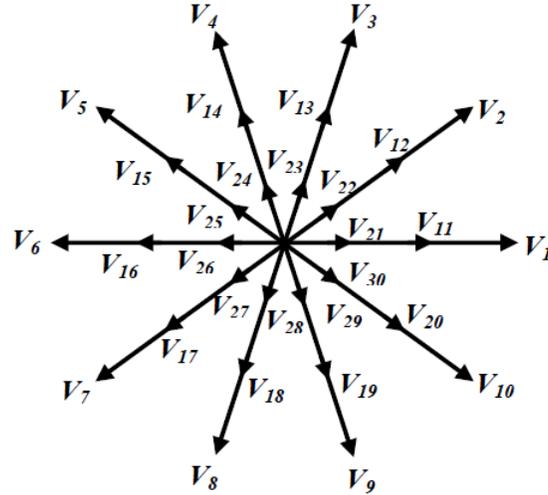


FIGURE II.9 – La représentation des vecteurs spatiaux de tensions dans le cas d'une MLI vectorielle

$V_1 [1\ 1\ 0\ 0\ 1]$	$V_2 [1\ 1\ 0\ 0\ 0]$	$V_3 [1\ 1\ 1\ 0\ 0]$	$V_4 [0\ 1\ 1\ 0\ 0]$
$V_5 [0\ 1\ 1\ 1\ 0]$	$V_7 [0\ 0\ 1\ 1\ 1]$	$V_8 [0\ 0\ 0\ 1\ 1]$	$V_9 [1\ 0\ 0\ 1\ 1]$
$V_{10} [1\ 0\ 0\ 0\ 1]$	$V_{11} [1\ 0\ 0\ 0\ 0]$	$V_{12} [1\ 1\ 1\ 0\ 1]$	$V_{13} [0\ 1\ 0\ 0\ 0]$
$V_{14} [1\ 1\ 1\ 1\ 0]$	$V_{15} [0\ 0\ 1\ 0\ 0]$	$V_{16} [0\ 1\ 1\ 1\ 1]$	$V_{17} [0\ 0\ 0\ 1\ 0]$
$V_{18} [1\ 0\ 1\ 1\ 1]$	$V_{19} [0\ 0\ 0\ 0\ 1]$	$V_{20} [1\ 1\ 0\ 1\ 1]$	$V_{21} [0\ 1\ 0\ 0\ 1]$
$V_{22} [1\ 1\ 0\ 1\ 0]$	$V_{23} [1\ 0\ 1\ 0\ 0]$	$V_{24} [0\ 1\ 1\ 0\ 1]$	$V_{25} [0\ 1\ 0\ 1\ 0]$
$V_{26} [1\ 0\ 1\ 1\ 0]$	$V_{27} [0\ 0\ 1\ 0\ 1]$	$V_{28} [0\ 1\ 0\ 1\ 1]$	$V_{29} [1\ 0\ 0\ 1\ 0]$
$V_{30} [1\ 0\ 1\ 0\ 1]$	$V_0 [1\ 1\ 1\ 1\ 1]$	$V_{31} [0\ 0\ 0\ 0\ 0]$	

FIGURE II.10 – La représentation des tensions selon le mode de conduction des interrupteurs

Dans notre étude on va utiliser que les dix vecteurs extérieurs de grande longueur pour mettre en œuvre la SVPWM symétrique.

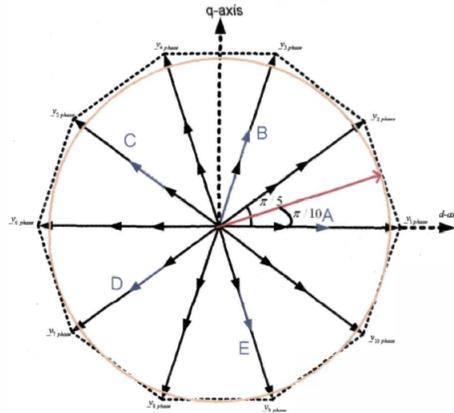


FIGURE II.11 – La représentation des vecteurs spatiaux de tensions ayant une amplitude maximale

Deux vecteurs spatiaux actifs voisins et deux vecteurs spatiaux zéro sont utilisés dans une période de commutation pour synthétiser la tension de référence d'entrée. Au total, vingt commutations ont lieu au cours d'une période de commutation, de sorte que l'état de chaque commutateur est modifié deux fois. La commutation est effectuée de telle sorte que, dans la première demi-période de commutation, le premier vecteur d'état zéro est appliqué, suivi de deux vecteurs d'état actif et ensuite du deuxième vecteur d'état zéro [18]. La seconde demi-période de commutation est l'image miroir de la première. La SVPWM symétrique est obtenu de cette manière [14].

Caractéristiques d'une MLI Vectorielle

Le schéma SVPWM examiné considère le décagone le plus extérieur des vecteurs spatiaux dans un plan - p. Le vecteur de tension de référence d'entrée \vec{V}_s est synthétisé à partir de deux vecteurs spatiaux actifs voisins \vec{V}_i, \vec{V}_{i+1} et le vecteur zéro pour former un secteur. Pour calculer le temps d'application des différents vecteurs, voir II.3.3, qui décrit la position des différents vecteurs spatiaux disponibles et du vecteur de référence dans le premier secteur [5], [11].

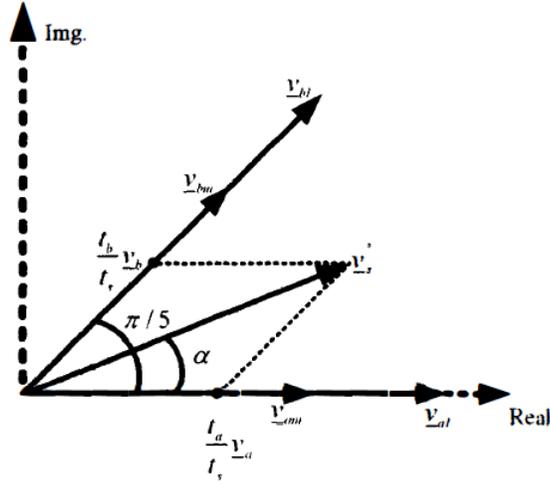


FIGURE II.12 – Projection du vecteur de tension dans le secteur N1.

Le temps d'application des vecteurs de tension spatiale active est indiqué sur la figure II.3.3 comme suit

$$T_a = V_s \frac{\sin\left(\frac{k\pi}{5} - \alpha\right)}{V_i * \sin\frac{\pi}{5}} * T_s \quad (\text{II.6})$$

$$T_b = V_s \frac{\sin\left(\alpha - \frac{(k-1)\pi}{5}\right)}{V_i * \sin\frac{\pi}{5}} * T_s \quad (\text{II.7})$$

$$T_0 = T_s - T_a - T_b \quad (\text{II.8})$$

Tels que :

V_s : représente le module du vecteur de la tension de référence.

V_i : représente le module du vecteur adjacent de la tension.

k : numéro du secteur correspondant

En tenant compte de la représentation des tensions selon le mode de conduction des interrupteurs on obtient les séquences de commutations pour chaque secteurs.

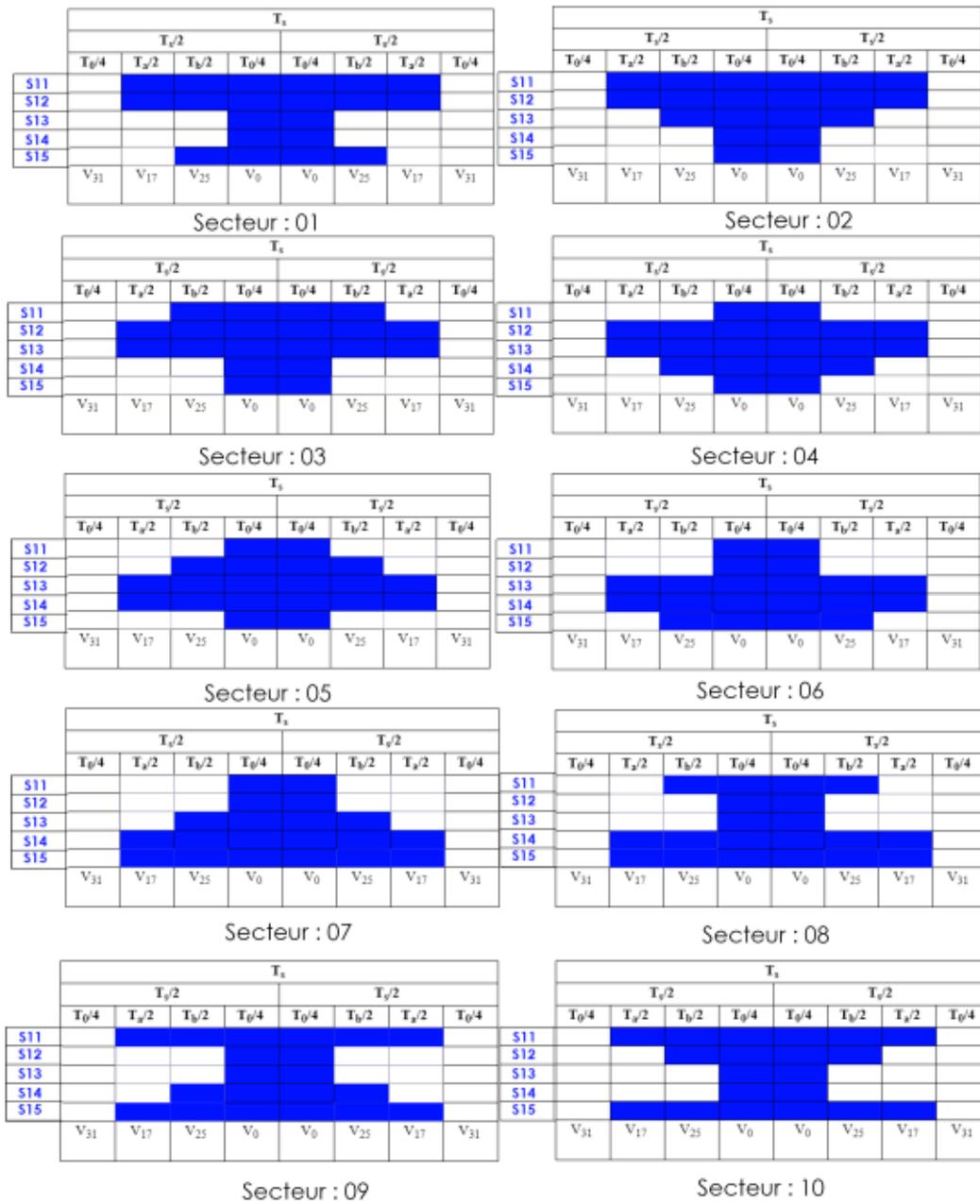


FIGURE II.13 – Séquence de commutation des interrupteurs sur les dix secteurs

Simulation d'un onduleur avec une MLI Vectorielle

Résultats de la simulation

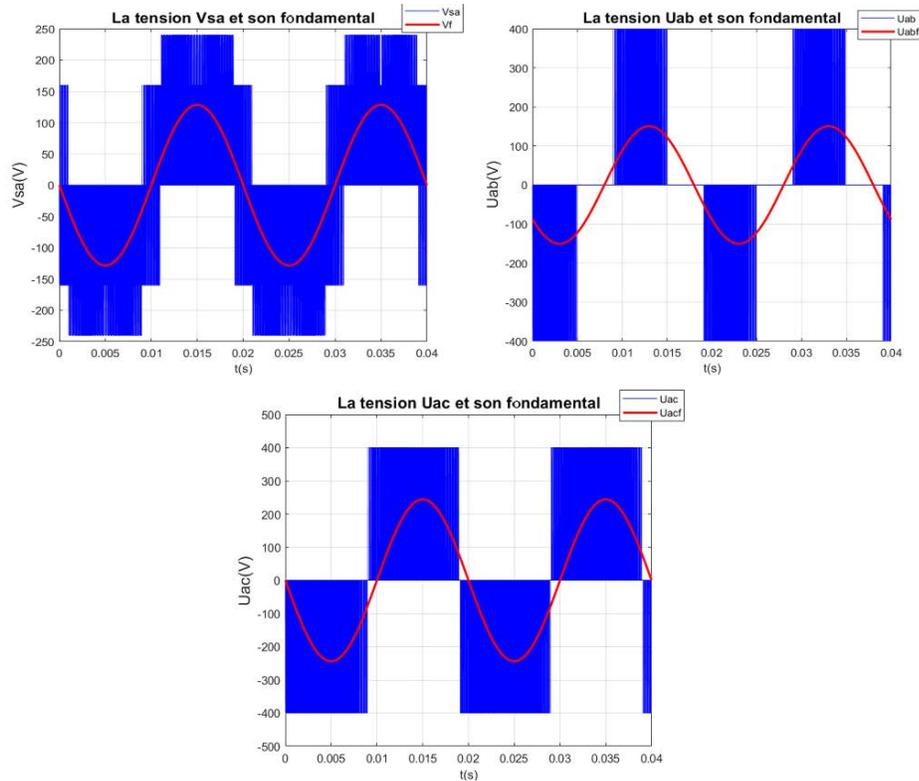


FIGURE II.14 – Résultats de la simulation d'un onduleur à MLI vectorielle pour $V_{dc}=400V$ $R=0.9$

Interprétation des résultats

D'après la simulation on trouve :

Signal	Tension de phase V_{sa}	Tension composée U_{ab}	Tension composée U_{ac}
L'amplitude du fondamental (V)	128.4	150.4	244

TABLE II.4 – L'amplitude du fondamental de la tension simple, composée adjacente et non adjacente (MLI Vectorielle $V_{dc}=400V$ $R=0.9$)

D'où :

$$\frac{U_{ab}}{V_{sa}} = 1.17 \quad \frac{U_{ac}}{V_{sa}} = 1.9$$

Les résultats de la simulation montrent que les tensions composées adjacentes et non adjacentes ne sont pas les mêmes comme dans le cas triphasé, ces résultats encore plus proche de l'alimentation sinusoïdale.

II.3.4 Étude comparative entre les deux techniques MLI tri-sin et MLI vectorielle

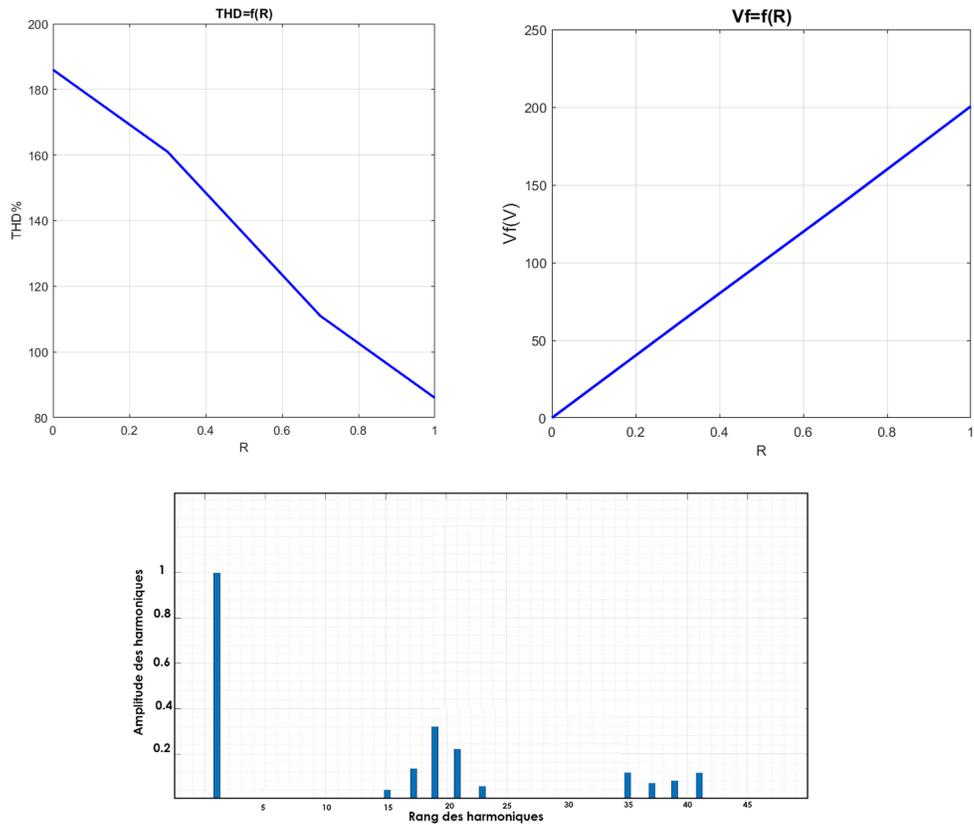


FIGURE II.15 – le rang des harmoniques d’une mli tri-sin ainsi que la variation des paramètres de sorti de l’onduleur en fonction du coefficient de réglage R pour $V_{dc}=400$ V et $m=21$

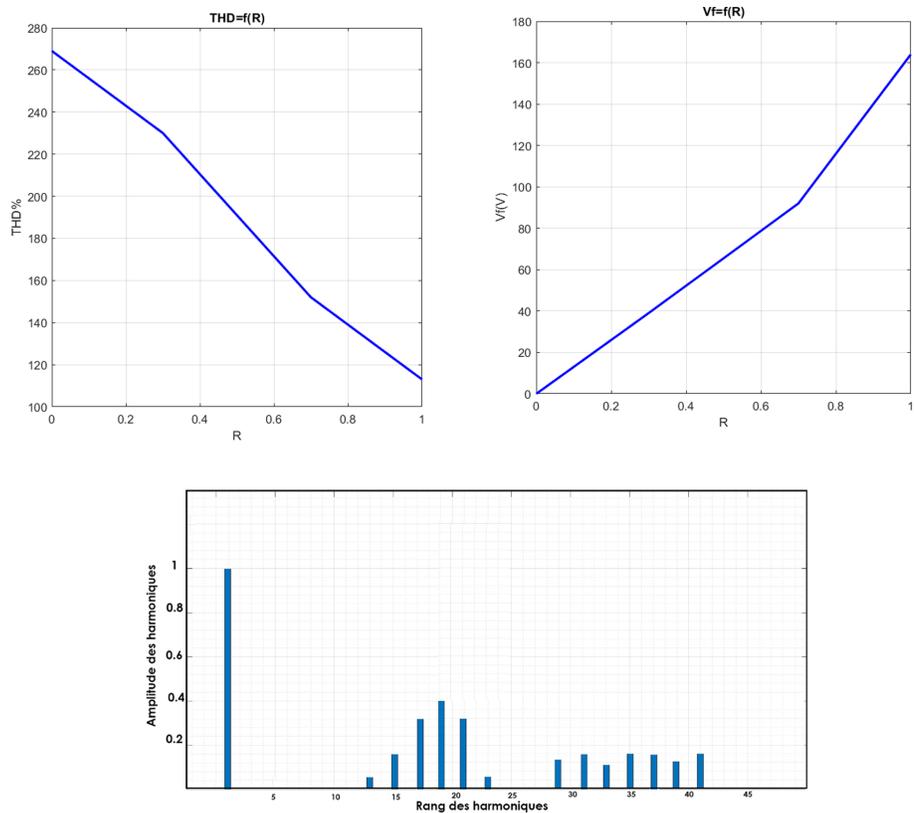


FIGURE II.16 – le rang des harmoniques d’une mli vectorielle ainsi que la variation des paramètres de sorti de l’onduleur en fonction du coefficient de réglage R pour $V_{dc}=400$

Résultats expérimentaux de la machine du laboratoire LCP

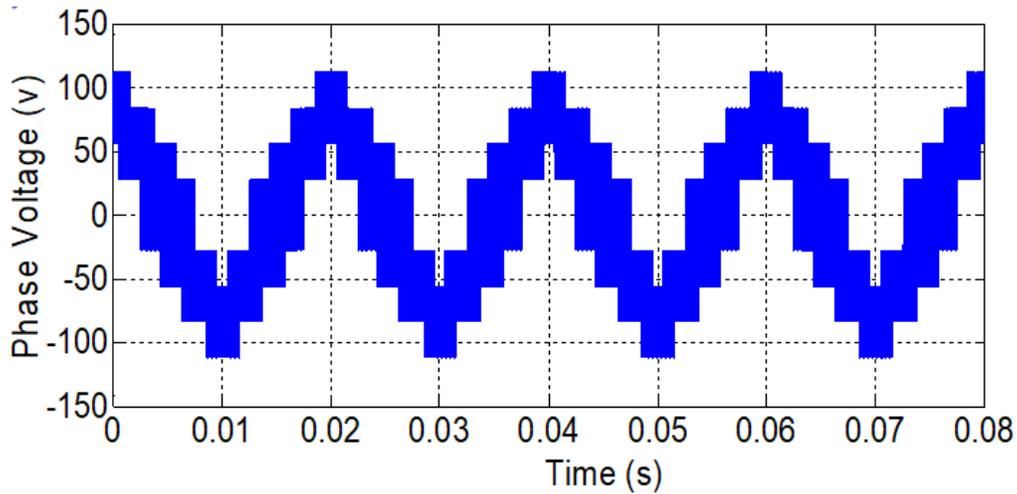


FIGURE II.17 – Résultats expérimentaux de la tension de phase d'un onduleur commandé en MLI tri-sin avec une DSP 1104 $V_{dc}=400$ V

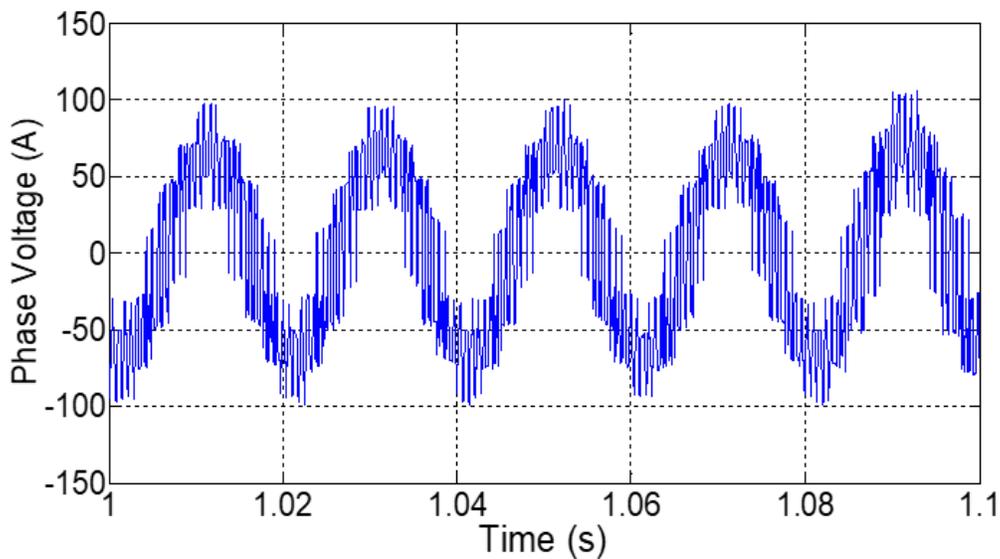


FIGURE II.18 – Résultats expérimentaux de la tension de phase d'un onduleur commandé en MLI vectorielle avec une DSP 1104 $V_{dc}=400$ V

Interprétation des résultats

- La commande d'un onduleur à pleine onde est facile à implémenter sauf que le signal que nous obtenons n'est pas un signal parfaitement sinusoïdal comparé à celui qu'on obtient avec la SPWM qui s'approche plus à un signal sinusoïdal.
- En MLI vectorielle, on a obtenu des résultats similaires à la MLI sinusoïdale à porteuse triangulaire centrée. Néanmoins, elle peut être plus facile à implanter dans un micro-contrôleur, ce qui justifie son usage, mais elle engendre plus d'harmonique avec un THD plus grand que celui de la SPWM.

- Le coefficient de réglage R influe sur l'amplitude du fondamental. En effet plus le coefficient de réglage est grand plus l'amplitude du fondamental augmente. Inversement pour le coefficient de distorsion le THD plus R est grand plus le THD diminue c'est pour cela qu'on cherche toujours à améliorer notre signal en utilisant un coefficient de réglage le plus grand possible. [25]

II.4 Simulation de l'association Onduleur - MASP sur MATLAB-Simulink

On a abordé auparavant les différentes commandes d'un onduleur pentaphasé. Ces dernières, seront introduites pour alimenter une machine asynchrone pentaphasée dans l'interface Simulink du logiciel Matlab à l'aide des blocs prédéfinis dans la bibliothèque afin de déterminer les paramètres de sortie de la machine (couple-vitesse-courants...) qu'on pourrait avoir à partir de chaque commande.

- . Commande d'un onduleur à pleine onde.
- . Commande d'un onduleur à MLI Tri-sin.
- . Commande d'un onduleur à MLI vectorielle (SVM).

II.4.1 Simulations de la machine pentaphasée alimenté par un onduleur avec une commande pleine onde

Cette commande est réalisé en alimentant les dix interrupteurs avec un signal carrée pendant une demi période ($\frac{T}{2}$) et que le déphasage entre chaque deux interrupteurs successifs sera de $\frac{2\pi}{5}$.

Résultats de la simulation

On associe à la machine pentaphasée un onduleur alimenté avec une tension continue $V_{dc}=600V$ et commandé en pleine onde.

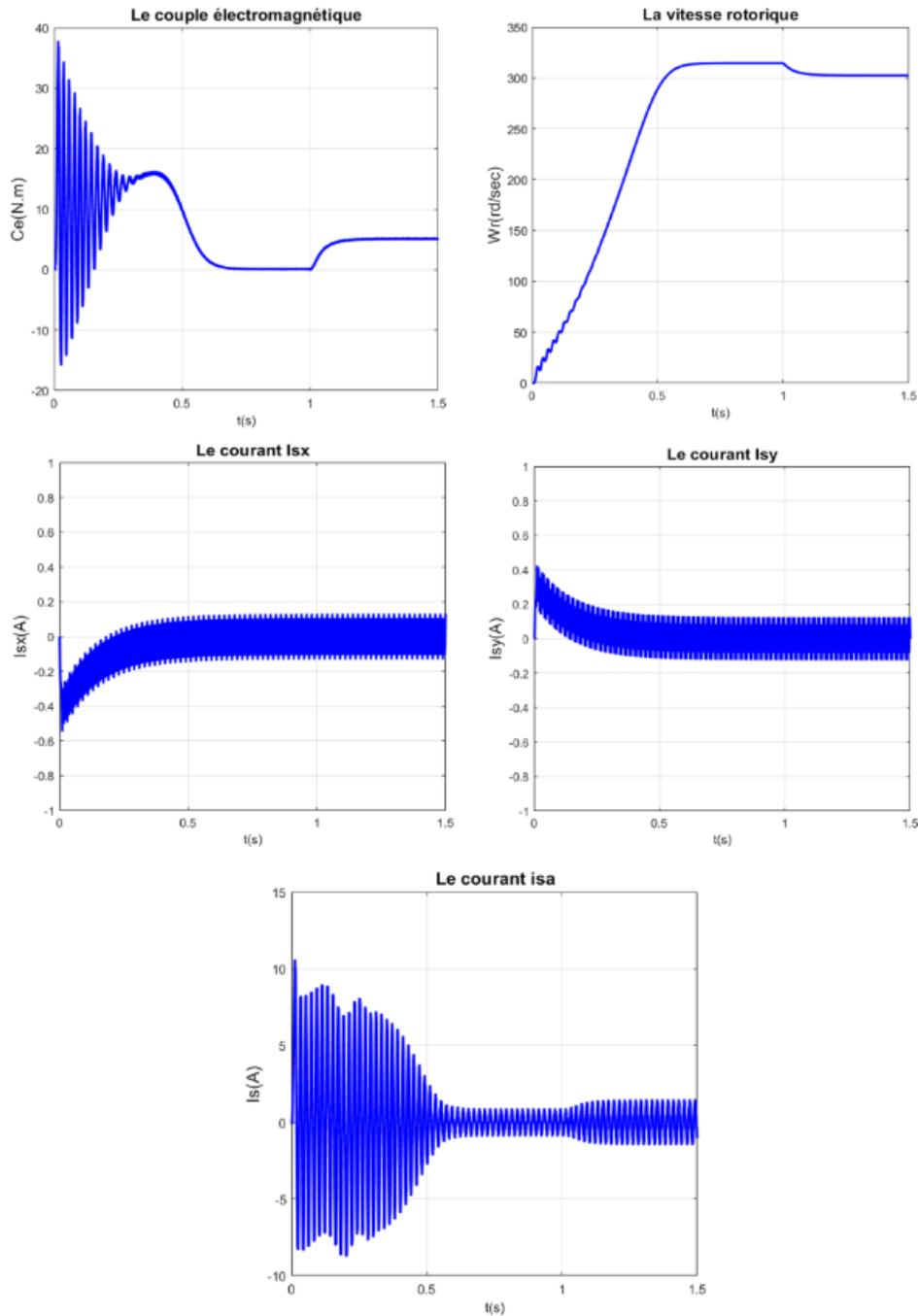


FIGURE II.19 – Résultats de la simulation d'un démarrage à vide et on applique un couple de charge de 5 N.m à $T=1\text{sec}$ pour $V_{dc}=600\text{V}$.

II.4.2 Simulations de la machine pentaphasée alimenté par un onduleur avec une commande MLI triangulo-sinusoidale

Cette commande est réalisé en alimentant les dix interrupteurs avec un signal obtenu par la comparaison des sinusoïdes à un signal triangulaire.

Résultats de la simulation

On associe à la machine pentaphasée un onduleur alimenté avec une tension continue $V_{dc}=600V$ et commandé en MLI tri-sin pour $R=0.9$ et $m=21$.

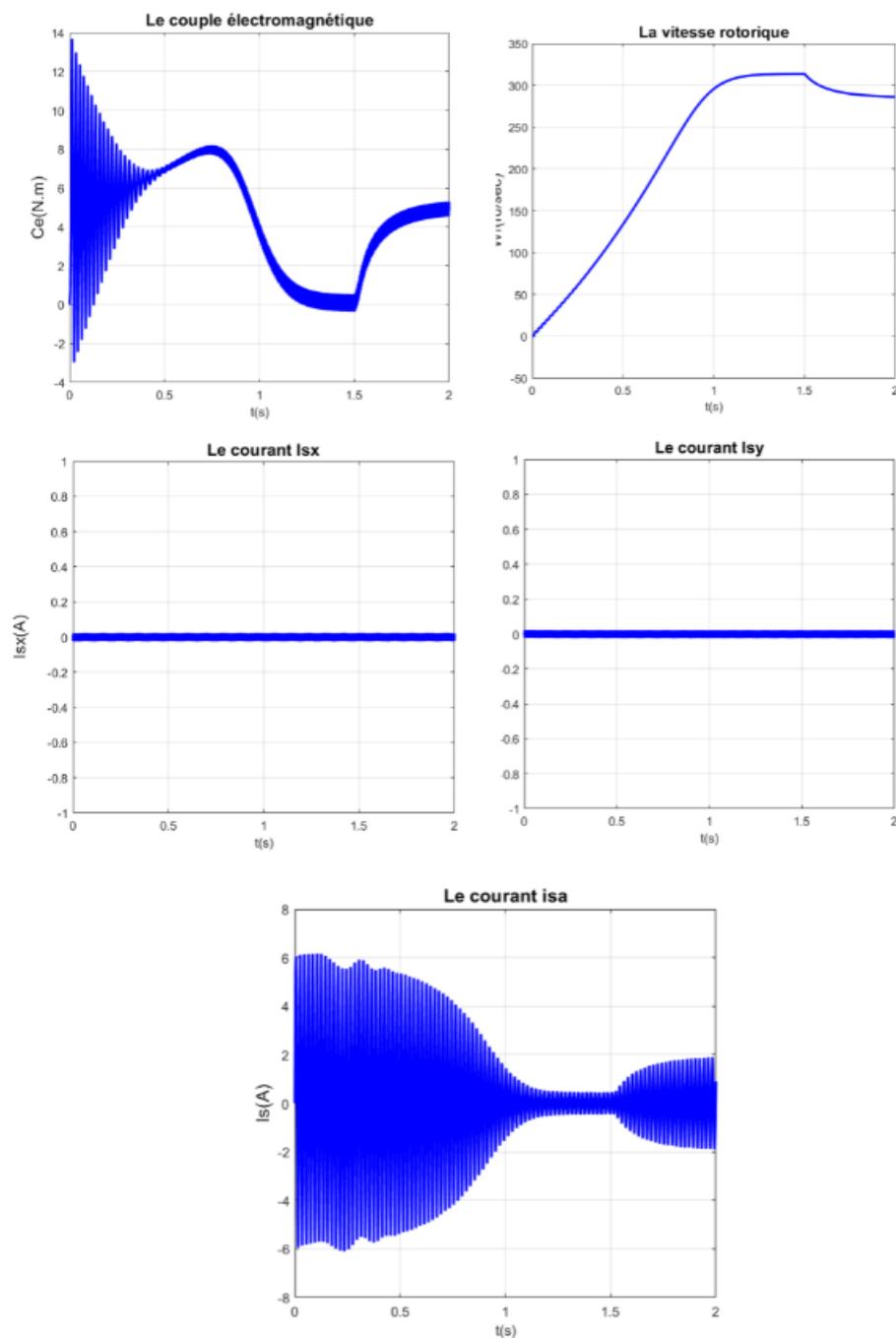


FIGURE II.20 – Résultats de la simulation d'un démarrage à vide et on applique un couple de charge de 5 N.m à $T=1.5$ sec pour $V_{dc}=600V$ $m=21$ $R=0.9$.

II.4.3 Simulations de la machine pentaphasée alimenté par un onduleur avec une commande MLI Vectorielle

Cette commande est réalisé en alimentant les dix interrupteurs avec un signal obtenu par la la projection du signal d'un vecteur spatial.

Résultats de la simulation

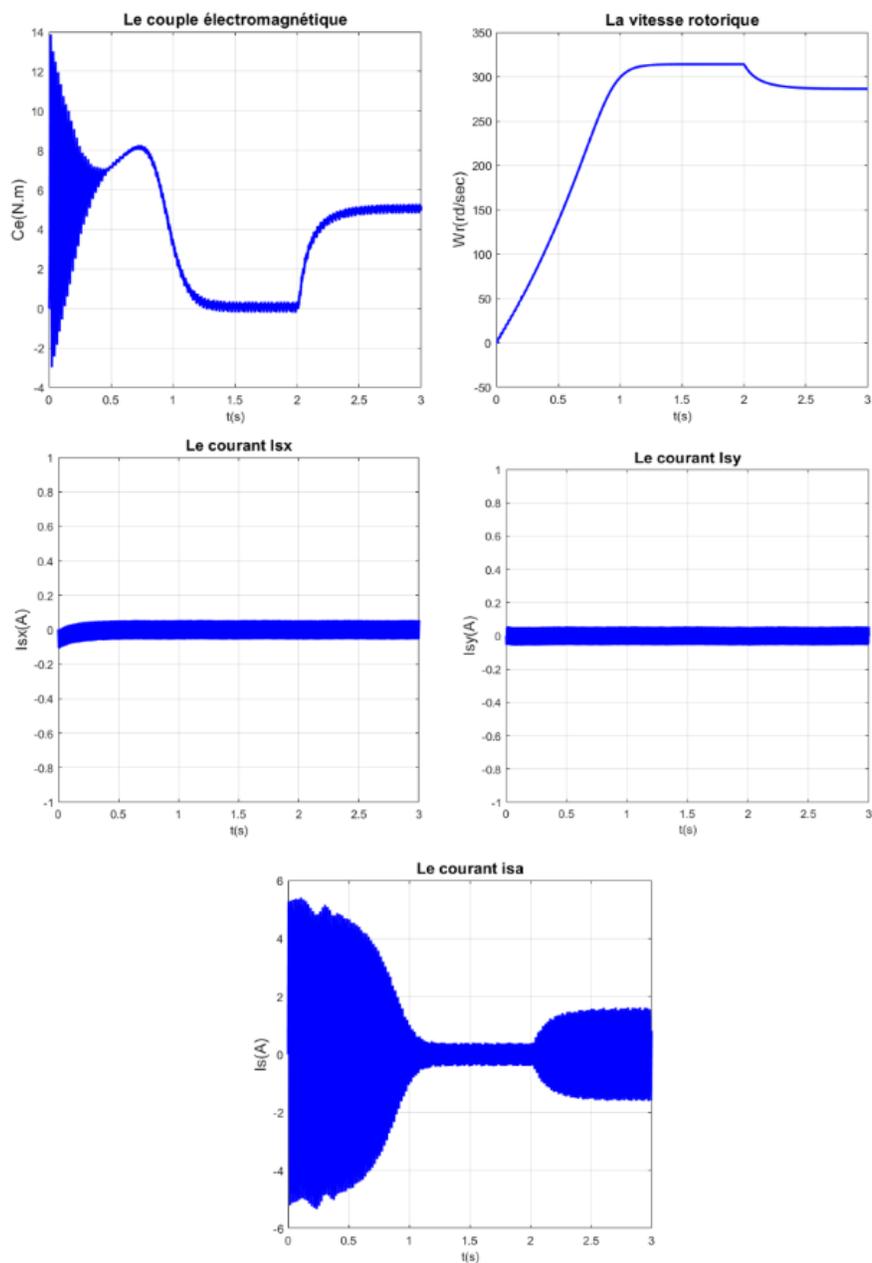


FIGURE II.21 – Résultats de la simulation d'un démarrage à vide et on applique un couple de charge de 5 N.m à $T=2$ sec pour $V_{dc}=600V$ $R=0.9$.

Interprétation des résultats

Les résultats de la simulation à vide pour les trois types d'alimentation montrent qu'au démarrage le couple électromagnétique varie d'une façon brusque ensuite il se stabilise. De même pour la vitesse elle augmente d'une façon rapide ensuite elle atteint sa valeur maximale (proche de la vitesse du champ tournant, qui est égale à 3000 tr/min ($p=1$)). Tandis que pour la deuxième partie de la simulation (en charge). Nous avons remarqué que le couple électromagnétique augmente pour compenser le couple de charge pour se stabiliser par la suite à 5 N.m. D'autre part on remarque que la vitesse de rotation a baissée. On remarque aussi que la valeur du courant I_{sx} et I_{sy} ne change pas tout comme la cas d'une alimentation sinusoïdale pour les deux cas de simulation (à vide et en charge) tout comme dans la cas d'une alimentation sinusoïdale ceci est expliqué au fait que ces courants ne contribuent au calcul du couple électromagnétique.

II.5 Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre on a étudié trois techniques de commande d'un onduleur pentaphasé on a trouvé que malgré le signal n'est pas parfaitement sinusoïdal mais le rapport entre les signaux fondamentaux entre la tension simple et les deux tensions adjacentes et non adjacentes est pratiquement le même que celui d'une alimentation sinusoïdale ce qui montre que les commandes sont bonnes.

On a étudié aussi pour les deux techniques MLI tri-sin et MLI vectorielle la variation de l'amplitude du fondamental en fonction du coefficient de réglage R qui varie proportionnellement avec ce dernier tandis que le THD du signal plus on augmente R le THD diminue.

On a aussi trouvé que le rang d'harmonique de la SVM est plus grand que celui obtenu pour la MLI tri-sin. Néanmoins le signal de la SVM se rapproche le plus d'un signal sinusoïdal ce qui rend cette technique plus performante.

Dans la deuxième partie de ce chapitre on a étudié le comportement des paramètres de sortie de la machine asynchrone pentaphasée pour les deux types de fonctionnement à vide et en charge pour les trois cas d'alimentation (avec un onduleur commandé en pleine onde, en MLI triangulo-sinusoïdale et en MLI vectorielle).

Dans le prochain chapitre on va entamer la partie commande de la machine pentaphasée en étudiant la commande scalaire de la machine.

Chapitre III

Commande scalaire
de la machine
asynchrone
pentaphasée

III.1 Introduction

La commande scalaire est, la plus ancienne et la plus simple des lois de commande d'une machine asynchrone. Elle est utilisée essentiellement pour des applications ne nécessitant que des performances statiques ou dynamiques moyennes. De nos jours, grâce aux avancées de l'électronique de puissance, de nombreux variateurs utilisent ce mode de commande. On en retrouve essentiellement pour des applications industrielles de pompage, climatisation, ventilation. Le principe de cette méthode est assez rustique. Il consiste à imposer aux bornes de l'induit de la machine, le module de la tension ou du courant ainsi que la pulsation [16], [12]. Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (Onduleur de tension ou de courant). Dans l'alimentation en tension, les onduleurs fournissent des tensions dont la forme et l'amplitude peuvent être considérées indépendantes de la charge. Par contre dans l'alimentation en courant, les courants fournis ont des formes et des amplitudes influencées par la nature de la charge. La variation de la vitesse est obtenue par la variation de la pulsation statorique qui est générée directement par le régulateur. Cette méthode de commande est basée sur le modèle de la machine en régime permanent.

En effet, en régime permanent, le fonctionnement à flux constant de la machine asynchrone permet à son circuit magnétique d'être dans le même état magnétique quelle que soit la fréquence d'alimentation, c'est-à-dire que la forme du cycle d'hystérésis parcouru par le circuit magnétique reste identique quelle que soit la fréquence. Ceci permettra d'une part d'éviter la saturation du matériau magnétique, et d'obtenir un couple de décrochage constant quel que soit la fréquence d'autre part. Deux variantes de commande à flux constant existent selon le type d'alimentation de la machine avec un onduleur de tension ou un onduleur de courant. Dans ce qui suit on va étudier la commande scalaire en tension.

III.2 Principe de la commande V/f constant

La machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension de fréquence f_s et dont la valeur efficace du fondamental V_s est telle que le rapport

$$\frac{V_s}{f_s}$$

est maintenu constant. En partant des équations de la machines asynchrone écrites dans un repère lié au champ tournant d, q , on a :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \phi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{III.1})$$

En régime permanent, les équations statoriques d'axe d, q s'écrivent :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

Sachant qu'un vecteur quelconque (tension, courant, flux) s'écrit : $\bar{X} = X_d + jX_q$, on aboutit alors à :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\varphi}_s \quad (\text{III.3})$$

Si on néglige les pertes joules statoriques, on a en modules :

$$V_s = \omega_s \varphi_s \quad (\text{III.4})$$

Donc pour garder le flux constant, on doit maintenir le rapport $\frac{V_s}{\omega_s} = \text{cte}$ et comme le couple de décrochage de la machine est proportionnel à $\left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2$, ce dernier restera constant pour toute variation de la fréquence, inférieure à la fréquence nominale donnée par le constructeur. La figure III.2 montre la caractéristique mécanique d'une machine

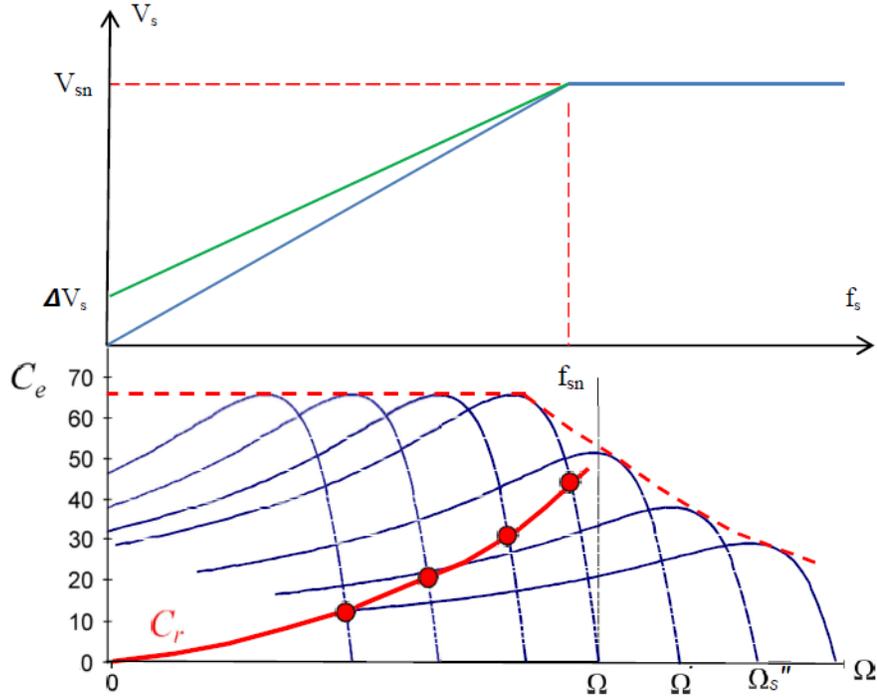


FIGURE III.1 – Caractéristique Couple-vitesse en fonction de la fréquence statorique

asynchrone à fréquence variable avec maintien du rapport $\frac{V_s}{f_s} = \text{cst}$

Pour des fréquences inférieures à la fréquence nominale. On constate qu'il y a deux zones de fonctionnement qui sont :

1^{ère} zone : $f_s < f_{sn}$: fonctionnement avec maintien de la loi $\frac{V_s}{f_s} = \text{cte}$. Ici le couple de décrochage est gardé constant, c'est la zone à couple constant.

2^{ème} zone : $f_s > f_{sn}$: on ne peut plus continuer avec la même loi car la tension d'alimentation dépasserait sa valeur nominale. La tension d'alimentation sera maintenue à sa valeur nominale et la puissance sera constante. Le couple de décrochage varie en $1/x^2$ (hyperbole), c'est la zone à puissance constante. Le schéma synoptique de commande scalaire avec la loi $\frac{V_s}{f_s} = \text{cst}$

de la machine asynchrone est donné par la figure III.2 :

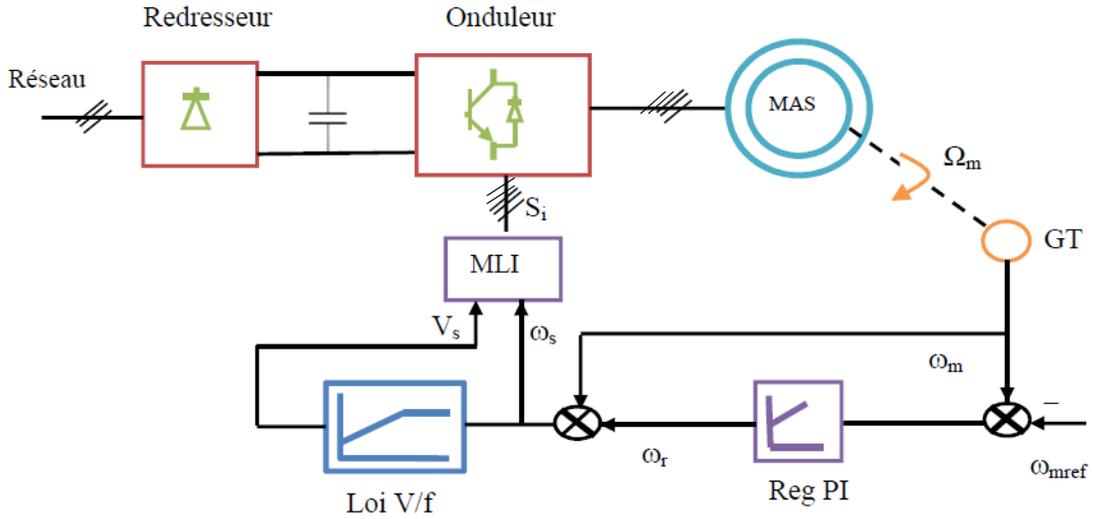


FIGURE III.2 – Le schéma synoptique de la commande scalaire

III.2.1 Calcul des paramètre du régulateur de vitesse PI

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante, ainsi que pour compenser la constante du temps mécanique. La vitesse peut être contrôlée à travers un régulateur PI. Le schéma fonctionnel devient alors :

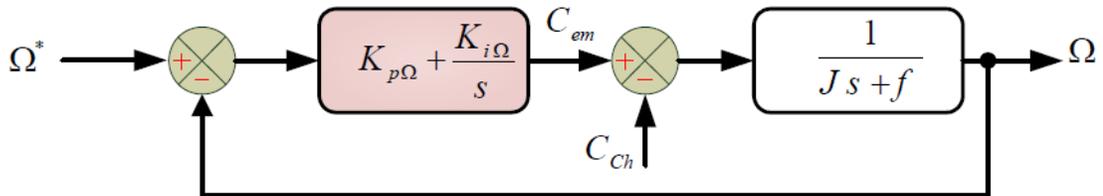


FIGURE III.3 – Le schéma fonctionnel avec un régulateur PI

Tel que la fonction de transfert du régulateur est donnée par : $F_{pi}(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s}$ La fonction de transfert du système en boucle fermé devient :

$$\Omega = \frac{K_{p\Omega}s + K_{i\Omega}}{Js^2 + (K_{p\Omega} + f)s + K_{i\Omega}}\Omega^* - \frac{s}{Js^2 + (K_{p\Omega} + f)s + K_{i\Omega}}C_{ch} \quad (\text{III.5})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. Elle peut être mise sous la forme de celle d'un modèle de second ordre standard de l'équation suivante :

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\varepsilon\omega_n s + \omega_n^2}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique $\frac{1}{1 + \frac{2\varepsilon}{\omega_0}s + \frac{s^2}{\omega_0^2}}$, nous avons à résoudre le système d'équations :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} = \frac{2\varepsilon}{\omega_0} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Le cahier des charges nous permettra par la suite de déterminer ces paramètres.

III.3 Simulation de la commande scalaire

III.3.1 Résultats de la simulation

Résultats de la simulation de la commande scalaire en boucle fermée pour un démarrage à vide à une référence de 157rd/sec ensuite à $t=1.5$ sec on applique un couple de charge 5 N.m et à $T=3$ sec on augmente on change la vitesse de référence à 314rd/sec.

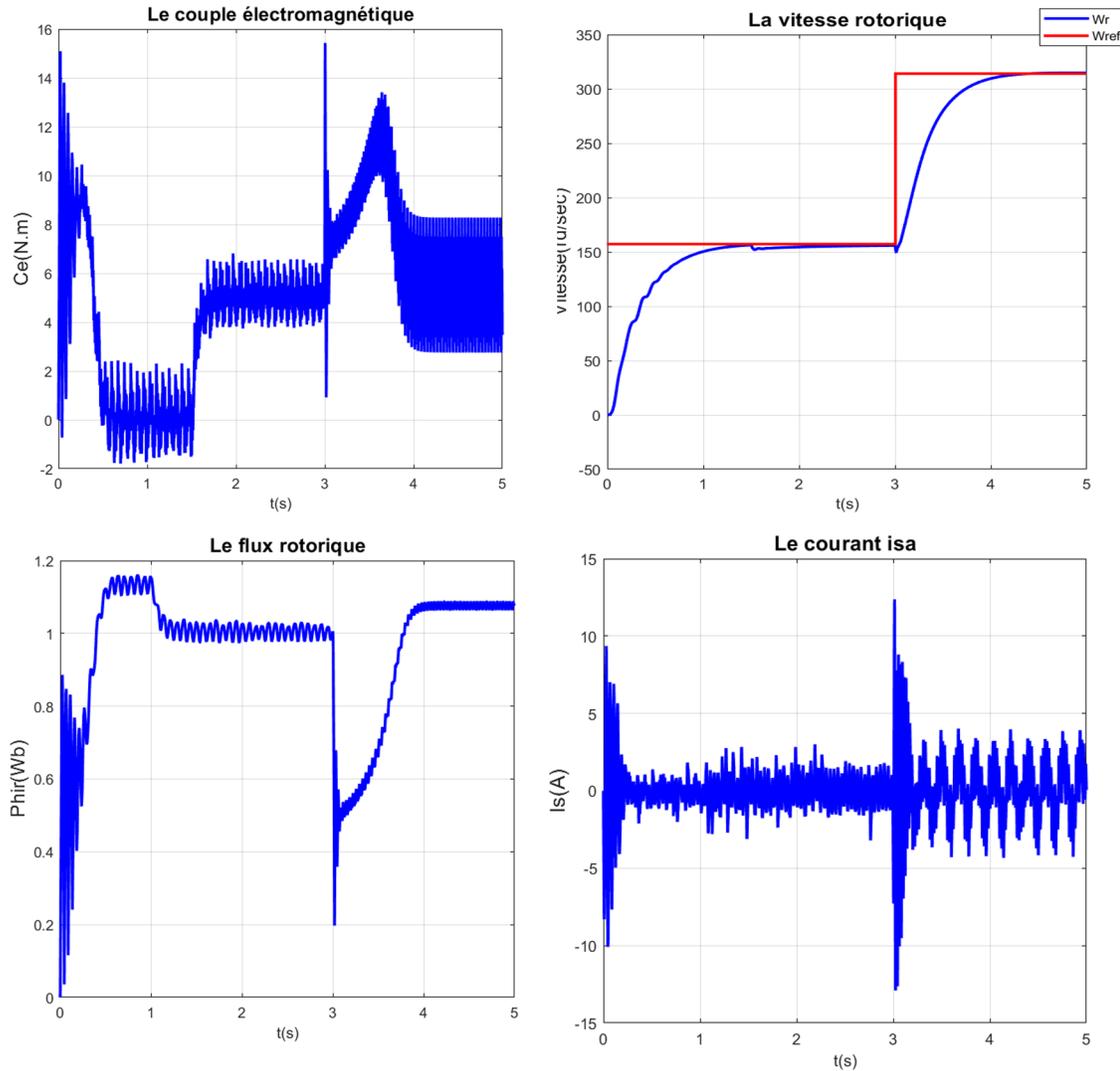


FIGURE III.4 – Résultats de la simulation de la commande scalaire de la MASP alimenté par un onduleur de tension

III.3.2 Interprétations des résultats

Les figures précédentes représentent la simulation d'un démarrage de la machine à vide, et après l'établissement du régime permanent (à $t=1.5s$) on applique une charge de couple résistant de valeur 5 N.m ensuite à $t=3$ seconde on change de vitesse

- Après un régime transitoire d'une durée de 1 seconde, la vitesse de rotation s'élève à sa valeur de référence 157 rad/s .
- Un fort appel du courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple de démarrage fort puis il diminue jusqu'à une valeur presque nulle puisque la machine est à vide et elle tourne avec une vitesse proche à la vitesse de synchronisme.
- Par conséquent le couple électromagnétique va atteindre donc sa valeur maximale puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle en régime permanent à vide.
- L'introduction du couple de charge 5N.m , à l'instant $t=1$ seconde, diminue légèrement la vitesse de rotation et le couple électromagnétique augmente jusqu'à 5 N.m pour compenser la charge.
- A $t=3$ seconde on applique une nouvelle vitesse de consigne à la machine et on remarque que la vitesse du rotor suit toujours cette consigne imposée avec des indices de performance très acceptés et sans dépassement.
- Les résultats de la simulation montre la saturation du flux de la machine ce qui rend ce type de commande moins fiable dans un cas de fonctionnement où on doit changer le sens de rotation ou bien appliquer un couple important.

III.4 Conclusion

Cette technique de commande ne donne pas de bonnes performances que dans des applications ne nécessitant pas des fonctionnements de grands régimes transitoires comme le démarrage fréquent et l'inversion de sens de marche. En effet, celle-ci est basée sur le régime statique donc elle ne prend pas en considération la dynamique de la machine en régime transitoire ce qui peut provoquer des problèmes surtout au niveau du flux rotorique de la machine (saturation). Cependant il existe d'autre type de commande plus performante basée sur le découplage entre le flux et le couple que l'on va étudier dans le chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande vectorielle
de la machine
asynchrone
pentaphasée

IV.1 Introduction

La machine à courant continu a toujours été la machine la plus facile à commander ceci est due au fait que le flux est fixé par le courant d'excitation I_f et le couple se contrôle d'une façon complètement découplée en agissant sur le courant induit I_a par l'intermédiaire de la tension d'alimentation U_a . tel que l'expression du couple est donnée par :

$$C = K\phi I_a \quad (\text{IV.1})$$

Contrairement à la machine à courant continu la commande de la machine asynchrone est plus difficile à cause de la non linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques. [21]

Tel que l'expression du couple est donnée par :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}) \quad (\text{IV.2})$$

Ce problème est résolu avec l'avancement de l'électronique de puissance car Il est aujourd'hui possible d'appliquer des commandes découplées aux machines asynchrones. Le but de ces commandes est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée en découplant la commande du couple de celle du flux.

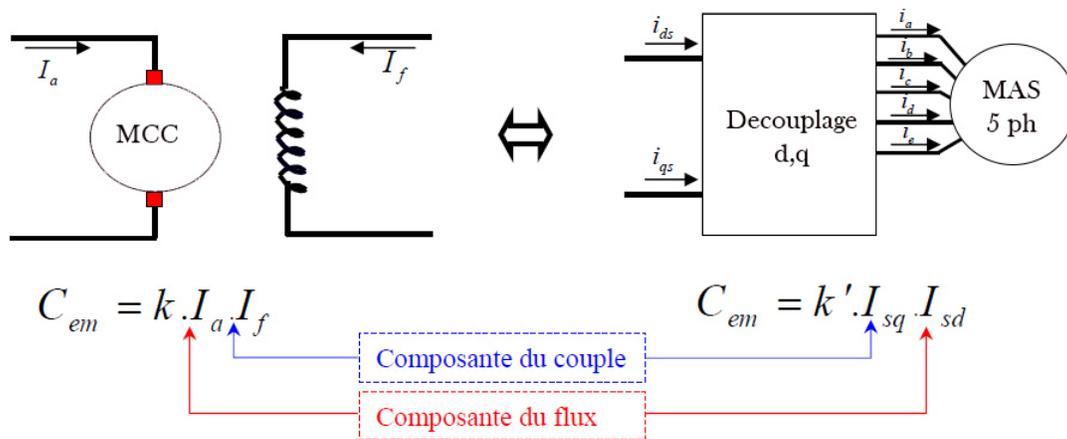


FIGURE IV.1 – Principe de la commande vectorielle

IV.2 Principe de la commande vectorielle

La commande par orientation du flux rotorique consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique.

Ceci peut se faire en coïncidant le flux rotorique avec l'axe d du référentiel lié au champ tournant. $\phi_{dr} = \phi_r$, $\phi_{qr} = 0$ L'expression du couple devient :

$$C_{em} = \frac{pL_m}{L_r} \phi_r i_{qs} = k\phi_r i_{qs} \quad (\text{IV.3})$$

et l'expression de la tension rotorique :

$$\begin{aligned} v_{rd} = 0 &= R_r i_{nd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} = R_r i_{nd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} \\ \text{Or : } \phi_{rd} &= L_r i_{nd} + L_m i_{sd} \Rightarrow i_{nd} = \frac{1}{L_r} \phi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \end{aligned} \quad (\text{IV.4})$$

en remplaçant i_{rd} dans l'expression de la tension rotorique direct :

$$\frac{R_r}{L_r} \phi_r + \frac{d}{dt} \phi_r = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} \quad (\text{IV.5})$$

Ainsi, seule la composante directe i_{sd} , détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{sq} si le flux rotorique est maintenu constant.

On aura donc réalisé la décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple qui est semblable à la structure de la machine à courant continu.

Modèle de la machine en vue d'un contrôle du flux rotorique

Pour simplifier le modèle, nous considérons les deux courants statoriques (i_{sd}, i_{sq}), les flux rotoriques (ϕ_{rd}, ϕ_{rq}), et la vitesse mécanique (ω) comme variables d'état. Le modèle de la machine alimentée en tension dans le repère lié au champ tournant est le suivant :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{sd} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_{rq} - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rd} &= \frac{L_m}{T_r} i_{sd} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rq} &= \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ C_{em} &= p \frac{L_m}{T_r} (\phi_{nd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}) \\ \frac{d}{dt} \omega_m &= C_{em} - C_{ch} - f \cdot \omega_m \end{aligned} \right. \quad (\text{IV.6})$$

$T_s = L_s / R_s$: Constante de temps statorique

$T_r = L_r / R_r$: Constante de temps rotorique

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$: Coefficient de fuites totales

Pour simplifier le modèle on suppose que : $\phi_{dr} = \phi_r, \phi_{qr} = 0$

Le modèle devient [20] :

$$\left\{ \begin{aligned} v_{sd} &= \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sd} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{L_m}{T_r L_r} \phi_{rd} \\ v_{sq} &= \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) i_{sq} + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \phi_r &= \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ \omega_s - \omega_r &= \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\phi_r} \\ C_{em} &= p \frac{L_m}{T_r} \phi_{rd} i_{sq} \\ J \frac{d}{dt} \omega_m &= C_{em} - C_{ch} - f \cdot \omega_m \end{aligned} \right. \quad (\text{IV.7})$$

La commande par orientation du flux rotorique nécessite une bonne connaissance de la position du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct d pour assurer un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement.

Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux rotorique :

- Une commande indirecte : La phase du flux rotorique est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement.
- Une commande directe : la phase du flux rotorique est mesurée par un capteur physique, ou estimée en utilisant un modèle dynamique.

dans ce qui suit on va travailler avec la commande directe.

IV.2.1 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Modèle dynamique du flux et du couple

On peut estimer la valeur du flux rotorique et celle du couple électromagnétique à partir de i_{sd} et i_{sq} .

$$\begin{cases} \phi_r + T_r \frac{d}{dt} \phi_r = L_m i_{sd} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \phi_r \\ \omega_s - \omega_r = \frac{L_m i_{sq}}{T_r \phi_r} \\ \theta = \int \omega_s dt \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \phi_r = \frac{L_m}{1+sT_r} i_{sd} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \phi_r \\ \theta = \int \left(p\omega_m + \frac{L_m i_{sq}}{T_r \phi_r} \right) dt \end{cases} \quad (IV.8)$$

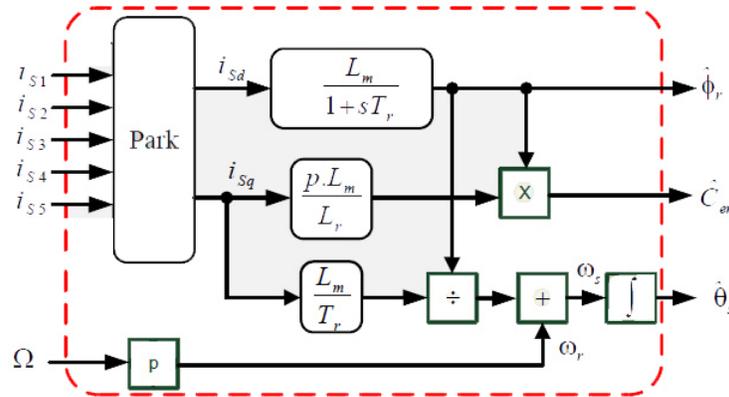


FIGURE IV.2 – Estimation du flux rotorique et du couple

Défluxage

Le flux de référence est donné par un bloc de défluxage. Ce bloc de défluxage est nécessaire, car il sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en sur-vitesse.

Les équations qui traduisent le bloc de défluxage s'écrivent comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_m & \text{si } \Omega < \Omega_n \\ \frac{\phi_m \Omega_n}{\Omega} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

IV.2.2 Calcul des régulateurs

Régulation de la vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse est représenté par [1] :

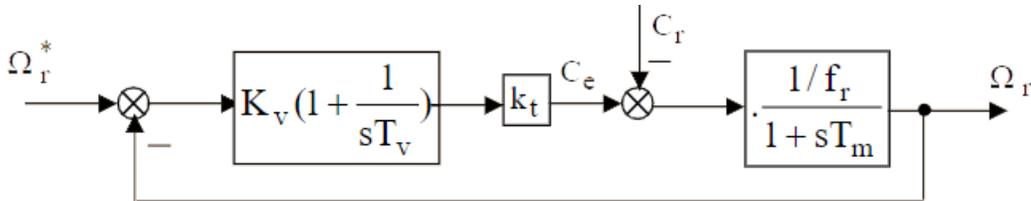


FIGURE IV.3 – Boucle de régulation de la vitesse

Tel que : $k_t = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \phi_r^*$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par la relation

$$G_o(s) = K_v \frac{1 + sT_v}{sT_v} \cdot \frac{k_t/f_r}{1 + sT_m} \quad (\text{IV.10})$$

En appliquant la méthode du pôle dominant, on aura

$$\begin{cases} T_v = T_m = J/f_r \\ G_o(s) = \frac{K_v k_t}{f_r} \cdot \frac{1}{sT_m} \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

En boucle fermée, on aura

$$G_f(s) = \frac{1}{1 + s \frac{T_m}{K_v k_t / f_r}} \quad (\text{IV.12})$$

On prend généralement.

$$T_{rv} = 3T_m f_r / K_v k_t \quad (\text{IV.13})$$

d'où

$$K_v = 3J/k_t T_{rv} \quad (\text{IV.14})$$

Régulation du courant i_{ds}

Le schéma de régulation du courant i_{ds} est représenté par [8] :

En utilisant la compensation des pôles on trouve :

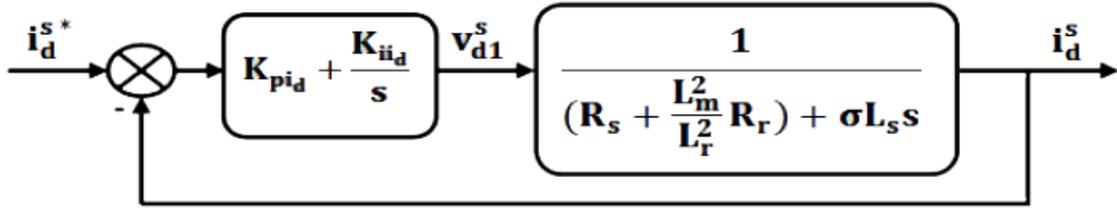


FIGURE IV.4 – Boucle de régulation du courant i_{ds}

$$\frac{K_{iid}}{K_{pid}} = \frac{R_s + (\frac{L_m}{L_r})^2 R_r}{\sigma L_s} \quad (IV.15)$$

La fonction de transfert en boucle fermée de système devient :

$$G(s) = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s}{K_{pid}} s} \quad (IV.16)$$

on aura :

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{K_{pid}} \quad (IV.17)$$

D'où :

$$\begin{cases} K_{pid} = \frac{\tau}{\sigma L_s} \\ K_{iid} = \frac{R_s + (\frac{L_m}{L_r})^2 R_r}{\sigma L_s} K_{pid} \end{cases} \quad (IV.18)$$

Régulation du courant i_{qs}

Le schéma de régulation du courant i_{ds} est représenté par :

De la même manière on aura :

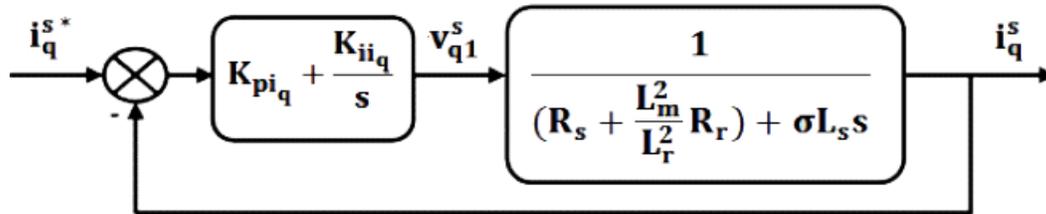


FIGURE IV.5 – Boucle de régulation du courant i_{qs}

$$\begin{cases} K_{piq} = \frac{\tau}{\sigma L_s} \\ K_{iiq} = \frac{R_s + (\frac{L_m}{L_r})^2 R_r}{\sigma L_s} K_{pid} \end{cases} \quad (IV.19)$$

Schéma complet de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Le schéma complet de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone pentaphasée alimentée à travers un onduleur MLI triangulo-sinusoidale est donné par la figure IV.6.

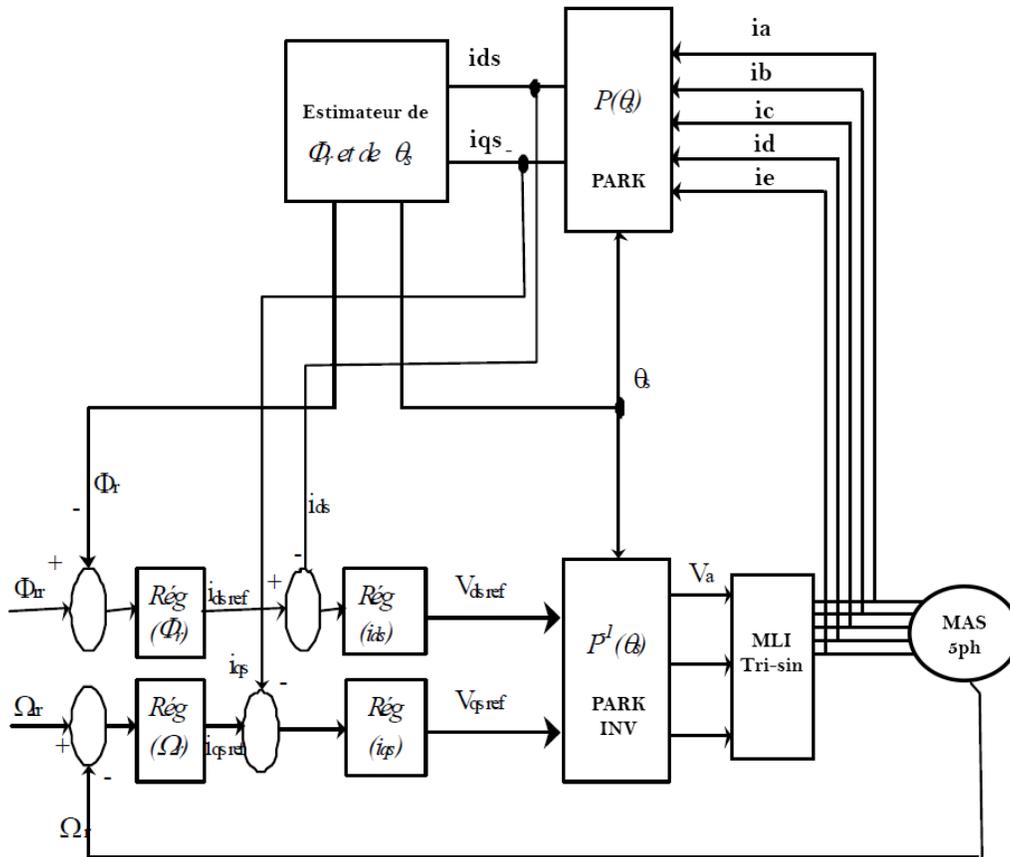


FIGURE IV.6 – Schéma complet de la commande vectorielle

IV.3 Simulation de la commande vectorielle

IV.3.1 Résultats de la simulation

On alimente la machine asynchrone pentaphasée avec un onduleur de tension $V_{dc}=600$ V commandé en MLI tri-sin avec $m=21$ et $R=0.9$ et on observe son comportement lors d'un démarrage à vide suivie d'une application d'un couple de charge à $t=2$ sec et à $t=3$ sec on inverse le sens de rotation. IV.7 :

IV.3.2 Interprétation des résultats

A partir des résultats de la simulation, nous constatons que la vitesse suit parfaitement sa référence, et le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique est traduit par la réponse des composantes, direct et quadrature du courant statorique. Lors de l'inversion du sens de rotation à l'instant $t = 3.5$ second, les résultats montrent que la vitesse suit bien sa consigne sans dépassement, on remarque l'apparition des pics dans le couple et dans le flux, lors de l'application du couple de charge et lors de l'inversion de la vitesse, car on est en régime transitoire ensuite une fois on est en régime permanent le flux suit parfaitement sa consigne et le couple se stabilise.

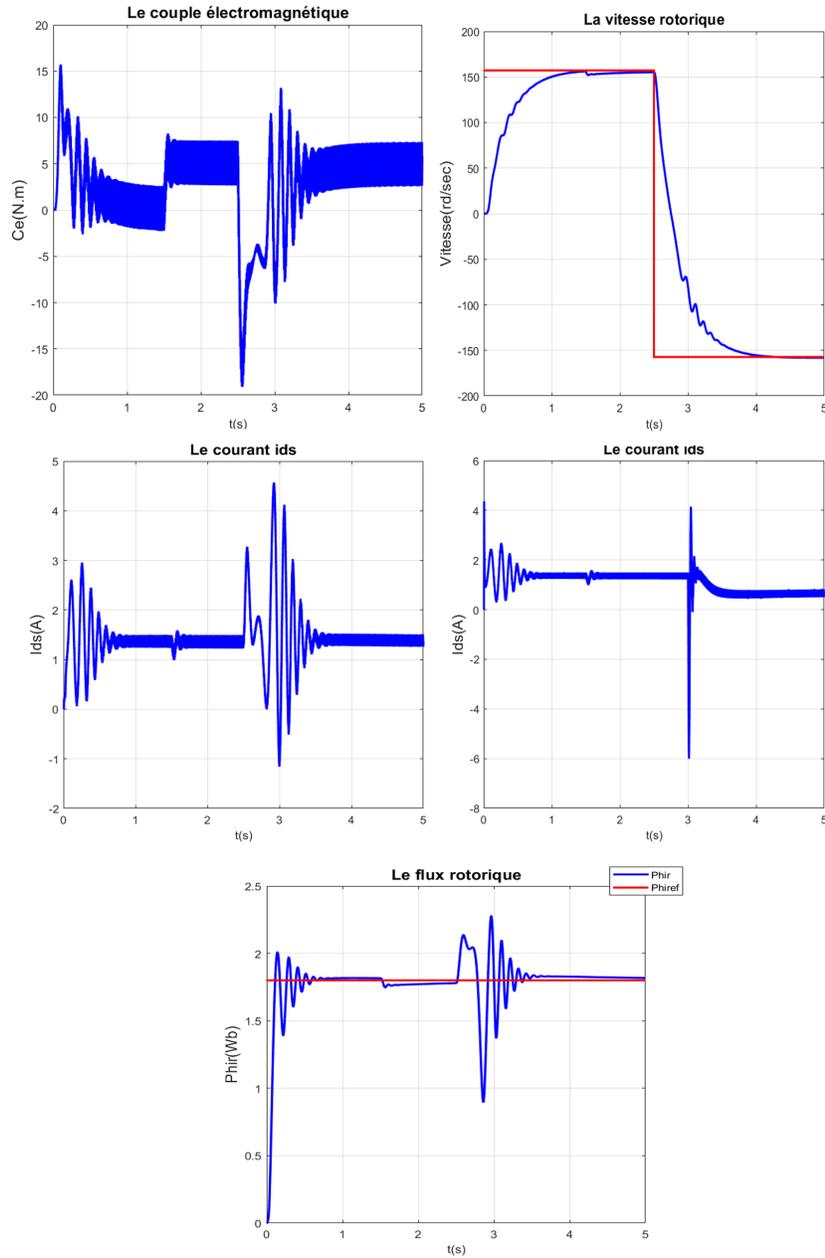


FIGURE IV.7 – Résultats de la simulation de la commande vectorielle de la MASP alimenté par un onduleur en MLI tsi-sin ($V_{dc}=600v$ $m=21$ et $R=0.9$)

IV.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle ayant pour principe le découplage entre le couple et le flux. Les résultats de simulation que nous avons présentés montrent le découplage entre le flux et le couple qui sont contrôlés par les courants i_{ds} et i_{qs} . Par ailleurs, l'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances on voit que le flux rotorique suit bien sa référence dans les deux cas de fonctionnement même après la perturbation ce qui n'a pas était le cas pour la commande scalaire.

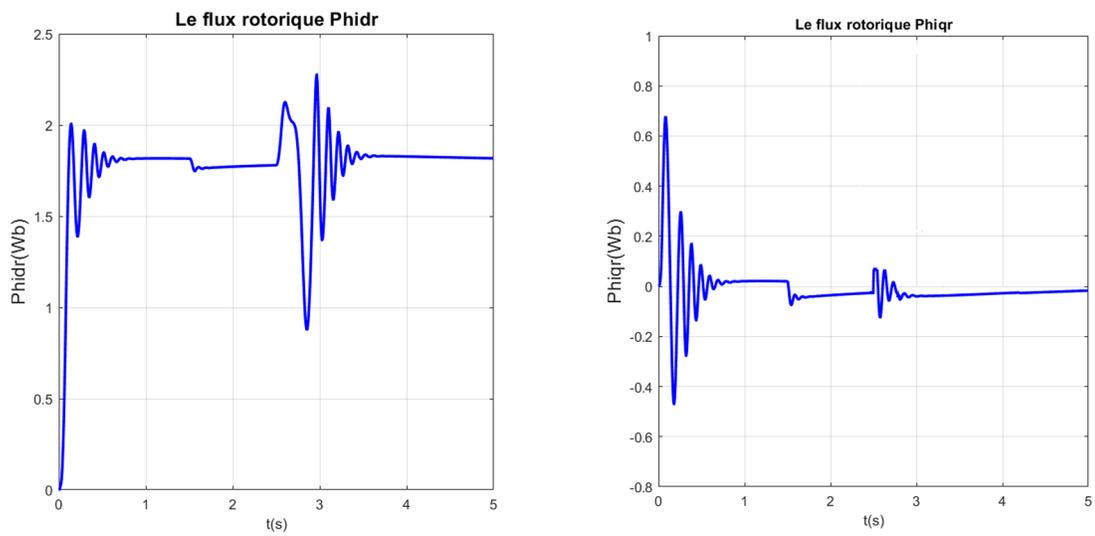


FIGURE IV.8 – Les courbes des flux rotoriques ϕ_{dr} et ϕ_{qr} obtenues lors de la simulation de la commande vectorielle de la MASP alimenté par un onduleur en MLI tsi-sin ($V_{dc}=600v$ $m=21$ et $R=0.9$)

Conclusion Générale

Dans ce mémoire on s'est intéressé à l'étude du comportement et du contrôle de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par un onduleur de tension à cinq bras.

On a commencé l'étude avec une modélisation mathématique de la machine en deux différentes bases, l'une est représentée dans la base naturelle, et la deuxième dans la configuration de park. La modélisation de la machine a été suivie par une simulation du modèle obtenu pour voir le comportement de celle-ci dans les deux cas de fonctionnement à vide et en charge.

Dans le cas d'une machine pentaphasée on a trouvé que seuls les courants statoriques d'axe direct et quadratique contribuent au développement de l'énergie et l'élaboration du couple car les composantes de l'axe x et y sont parfaitement découplées l'une par rapport à l'autre ainsi que par rapport aux axes direct et quadratique dans les deux enroulements rotoriques et statoriques on peut donc omettre les équations des ces axes pour trouver par la suite un modèle mathématique similaire à celui de la machine asynchrone triphasée. En effet, dans les deux cas de fonctionnement la valeur des deux courants i_{sx} et i_{sy} étaient pratiquement nulles (de l'ordre de 10^{-14}).

Pour la deuxième partie du travail on a étudié l'onduleur de tension avec différentes techniques de commande : commande pleine onde, MLI triangulo-sinusoidale et la MLI vectorielle notamment l'étude des harmoniques entre ces deux dernières techniques.

Dans le cas d'une alimentation sinusoidale on a trouvé que dans un réseau pentaphasé il existe deux types de tensions composées : tension composée adjacente, et non adjacente les relations entre celles-ci et la tension de phase ne sont pas les mêmes. Ces relations ont été vérifiées pour les trois cas de commande de l'onduleur.

Pour la commande pleine onde elle est facile à implémenter mais le signal obtenu n'était pas bon comparé à celui obtenu pour une MLI triangulo-sinusoidale et pour une MLI vectorielle qui se rapproche plus à une sinusoïde.

L'étude des caractéristiques de sortie de l'onduleur pour une MLI triangulo-sinusoidale et MLI vectorielle nous a montré que l'amplitude du fondamental de celles-ci varient en proportionnel avec le coefficient de réglage de l'onduleur tandis que le THD taux de distorsion varient inversement plus R augmente plus le THD diminue c'est pour cela qu'on cherche toujours à utiliser un rapport de réglage le plus grand possible et inférieur à 1.

Après avoir étudié les trois techniques de commande de l'onduleur on a étudié le comportement de la machine alimentée par celui-ci. On a obtenu des résultats

acceptable comparé à une alimentation parfaitement sinusoïdale qui nous ont montré que seuls les courants des deux axes direct et quadrature qui contribuent à la création du couple électromagnétique. En effet ces courants ne participent pas à l'élaboration du couple mais ils sont présents dans la machine comme on a pu le voir lors des simulations. Ces derniers peuvent induire des courants parasites d'amplitude d'autant plus grande qu'ils le sont si la machine n'est pas bien alimentée. Il est donc important de bien choisir la fréquence de la modulation de largeur d'impulsion de l'onduleur [19].

On a étudié par ailleurs la commande scalaire de la machine asynchrone pentaphasée alimentée par un onduleur commandé en MLI triangulo-sinusoïdale en utilisant la loi de commande $\frac{V_s}{f}$ est en utilisant un régulateur PI pour la régulation de la vitesse. Les résultats de la simulation nous ont montré dans ce type de commande on peut avoir une bonne régulation de la vitesse mais étant donné que le principe de cette commande a été élaboré à partir du régime statique ceci a pour conséquence que une fois la machine est soumise à une perturbation on ne peut plus la contrôler lors du régime transitoire.

Vers la fin on a étudié la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique comme deuxième approche de commande en découplant le flux du couple pour obtenir un modèle similaire à celui d'une machine à courant continu tel que la composante statorique directe contrôle le flux rotorique et la composante statorique quadratique contrôle le couple électromagnétique. Afin de tester la robustesse de la commande on a fait des tests en introduisant des perturbations (fonctionnement en charge et inversion de sens de rotation) et on a vu que juste après la perturbation la machine suit bien sa consigne contrairement au cas de la commande scalaire qui est fiable uniquement dans les cas où on a besoin de performances moyennes autrement on doit réguler le flux de la machine.

Bibliographie

- [1] Chen Junli and Jiao Licheng, "Classification mechanism of support vector machines," WCC 2000 - ICSP 2000. 2000 5th International Conference on Signal Processing Proceedings. 16th World Computer Congress 2000, Beijing, China, 2000, pp. 1556-1559 vol.3.
- [2] Kiran S Aher and AG Thosar. Modeling and simulation of five phase induction motor using matlab/simulink. *Int. J. Eng. Res. Appl*, 6(5) :1–8, 2016.
- [3] Boussiala Boubakr. Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux « application sur la machine heptaphasée . *Mémoire préparé au sein du Laboratoire de Commande des Processus de l'ENP. 2010.*
- [4] Sherif M Dabour, Abd El-Wahab Hassan, and Essam M Rashad. Analysis and implementation of space vector modulated five-phase matrix converter. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 63 :740–746, 2014.
- [5] Sheriff M Dabour, Abd El-Wahab Hassan, and Essam M Rashad. Five-phase induction motor drive system fed from five-phase matrix-converter. In *Proceedings of the IEEE 15th International Middle East Power Systems Conference (MEPCON'12), Alexandria University, Egypt, December*, pages 23–25.
- [6] Dr.A.Mroufel Maître de conférence Université Djillali Liabès-Sidi Bel-Abbès Faculté des Sciences del'Ingénieur Département d'Electrotechnique. Contrôle de la machine asynchrone, 2008-2009.
- [7] Drazen Dujic, Martin Jones, Emil Levi, Joel Prieto, and Federico Barrero. Switching ripple characteristics of space vector pwm schemes for five-phase two-level voltage source inverters—part 1 : Flux harmonic distortion factors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(7) :2789–2798, 2010.
- [8] Mario J Durán, Joel Prieto, Federico Barrero, José A Riveros, and Hugo Guzman. Space-vector pwm with reduced common-mode voltage for five-phase induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(10) :4159–4168, 2012.
- [9] Mario J Duran, Francisco Salas, and Manuel R Arahal. Bifurcation analysis of five-phase induction motor drives with third harmonic injection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5) :2006–2014, 2008.
- [10] S. Gataric. A polyphase cartesian vector approach to control of polyphase ac machines. In *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, volume 3, pages 1648–1654 vol.3, 2000.

- [11] A Iqbal and E Levi. Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter. In *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, pages 12–pp. IEEE, 2005.
- [12] Atif Iqbal, Sk Moin Ahmed, Md Arif Khan, Mohd Rizwan Khan, and Haitham Abu-Rub. Modeling, simulation and implementation of a five-phase induction motor drive system. In *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India*, pages 1–6.
- [13] Atif Iqbal and Emil Levi. Space vector pwm techniques for sinusoidal output voltage generation with a five-phase voltage source inverter. *Electric Power Components and Systems*, 34(2) :119–140, 2006.
- [14] Micha Janaszek. Extended clarke transformation for n-phase systems. *Prace Instytutu Elektrotechniki*, 2016.
- [15] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, and H. A. Toliyat. A novel concept of a multiphase, multimotor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(2) :320–335, 2004.
- [16] Fabrice Locment. *Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé*. PhD thesis, 2006.
- [17] Pr.MO.Mahmoudi. Cours de commande scalaire et vectorielle de la machine asynchrone triphasée, Ecole Nationale Polytechnique.
- [18] Logan Raj Lourdes Victor Raj, Auzani Jidin, Che Wan Mohd Faizal Che Wan, Mohd Zalani, Kasrul Abdul Karim, Wee Yen Goh, and MH Jopri. Improved performance of dtc of five-phase induction machines. In *2013 IEEE 7th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)*, pages 613–618. IEEE, 2013.
- [19] D Raja and G Ravi. Design and implementation of five phase inverter with modified svpwm switching technique for induction motor drive. In *2019 Fifth International Conference on Science Technology Engineering and Mathematics (ICONSTEM)*, volume 1, pages 332–337. IEEE, 2019.
- [20] Huangsheng Xu, Hamid A Toliyat, and Lynn J Petersen. Five-phase induction motor drives with dsp-based control system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(4) :524–533, 2002.
- [21] Mohd Syazimie Bin Zulkifli, Wan Noraishah Binti Wan Abdul Munim, and Harizan Che Mat Haris. Five phase space vector modulation voltage source inverter using large vector only. In *2012 International Symposium on Computer Applications and Industrial Electronics (ISCAIE)*, pages 5–9. IEEE, 2012.

Annexe A

Paramètres de la machine :

$$P_n = 3,5kW, U_{sn} = 380V, I_{sn} = 2,6A, C_n = 12,7Nm, \\ \Omega = 2850tr/min$$

Nombre de paires de pôles $p = 1$

Résistance statorique $R_s = 9,5\Omega$

Résistance rotorique $R_r = 7,3\Omega$

Inductance cyclique statorique $L_s = 1,389H$

Inductance cyclique rotorique $L_r = 1,331H$

Inductance Mutuelle $L_m = 1,323H$

Moment d'inertie $J = 0,0216kg.m^2$

Coef de frottement $f_r = 0,000228Nm/rd/s$

Annexe B

Schémas Simulink

Schéma Simulink de l'association Onduleur-MASP

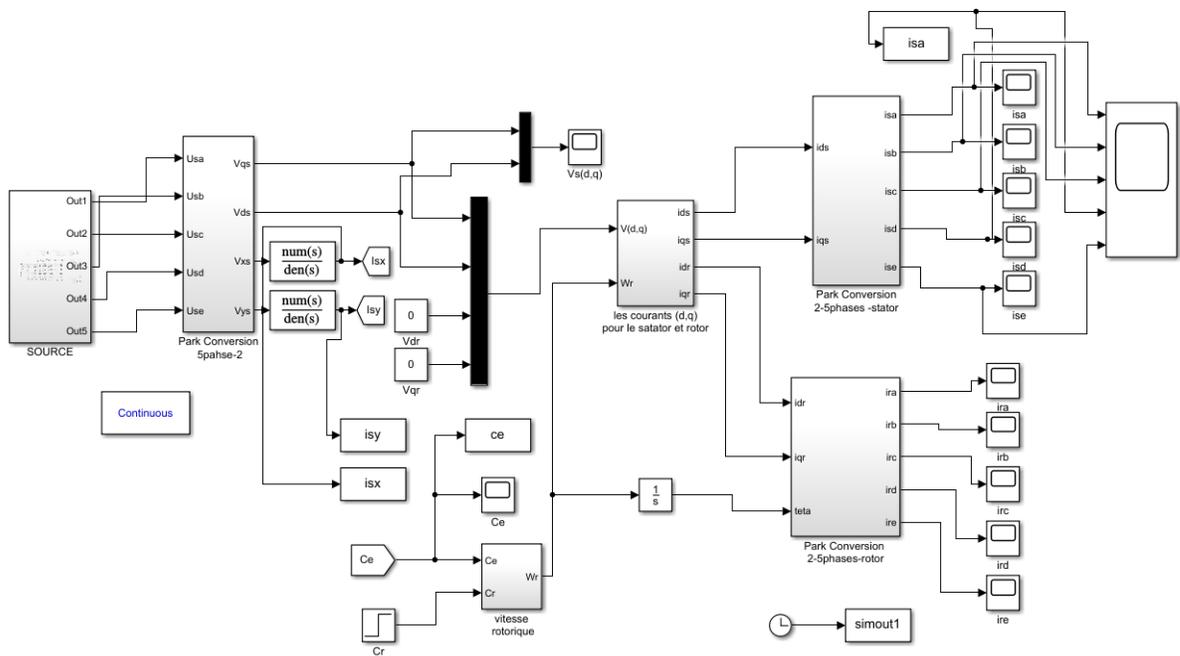


FIGURE IV.9 – Schéma Simulink de l'association Onduleur-MASP

Schéma Simulink de la commande scalaire

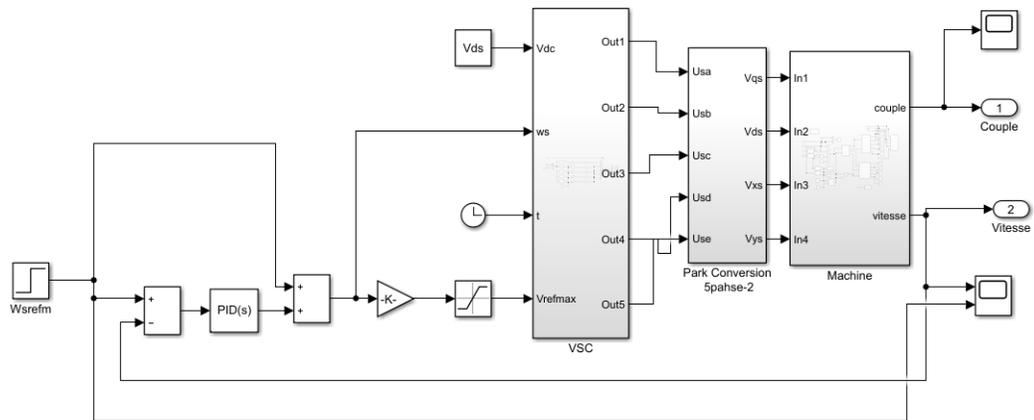


FIGURE IV.10 – Schéma Simulink de la commande scalaire d'une MASP

Schéma Simulink de la commande vectorielle

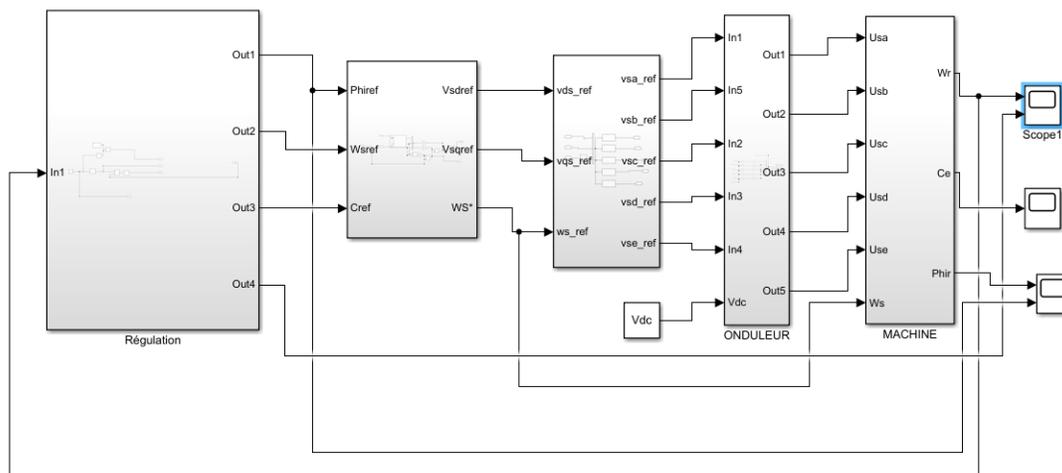


FIGURE IV.11 – Schéma Simulink de la commande vectorielle d'une MASP