

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées
Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Génie électrique

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

Présenté par :

LIMANE MOHAMMEDZIAD RIDA

Thème :

Commande vectorielle d'une machine synchrone polyphasée

Soumis au jury composé de :

M ^r KHETTACHE Laid	MCB	Président	UKM Ouargla
M ^r IDER Zahir	MAA	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
M ^r TAIBI Djamel	MAA	Co-encadreur	UKM Ouargla
M ^r LAAMAYAD Tahar	MCA	Examineur	UKR Ouargla

Année universitaire 2021/2022



Remerciements

Tout d'abord nous remercions Allah de nos avoir donné le courage et santé pour mettre à terme ce travail.

Nous voudrions exprimer nos sincères remerciements à nos promoteurs le MAA. IDER Zahir et Taibi Djamel de nos avoir encadré et d'être toujours disponibles tout le long de ce travail.

Nous exprimons aussi nos remerciements au président du jury le Dr. Liad Khettache, ainsi que l'examineur MCA. Laamayad Tahar, et le chef de département du génie électrique de l'université d'Ouargla Louazene Med lakhdar pour l'honneur qu'il nous a donné d'accomplir ce travail. et nous n'oublions pas de remercier nos parents et amis pour leurs encouragements et leurs présences.

Dédicaces

A nos très chers parents avec toutes nos gratitudes pour toutes ces années de Sacrifices et d'encouragement.

A nos frères et sœurs et toutes nos familles.

A tous les amis

Pour les professeurs qui nous ont enseigné

A tous ceux que j'aime.

Je dédie ce mémoire

Résumé

Résumé

Cette mémoire représente l'étude de contrôle vectoriel d'une machine simultanée à aimants permanents à cinq étages.

Ce travail commence par la modélisation de la machine à aimants permanents simultanés à cinq étages à Park point de repère par la suite, nous sommes intéressés à modéliser l'onduleur de tension avec cinq bras et ses techniques de contrôle. Ensuite, la puissance dirigée de la machine à cinq étages à aimant permanent simultané est contrôlée avec deux variables selon que l'onduleur à plusieurs étages est contrôlé en courant ou en tension. Afin d'améliorer les performances d'un moteur à plusieurs étages, l'utilisation de la commande vectorielle semble nécessaire avec sa durabilité testée

Mots Clés : Machine synchrone à aimants permanents à cinq phases, Onduleur de tension à cinq bras, Commande vectorielle, transfert de Park. MATLAB/Simulink.

ملخص

تمثل هذه المذكرة دراسة التحكم في النواقل لآلة متزامنة ذات مغناطيس دائم من خمس مراحل. يبدأ هذا العمل بنمذجة الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم ذات الخمس مراحل في معلم بارك بعد ذلك، نحن مهتمون بنمذجة عاكس الجهد بخمس أذرع وتقنيات التحكم الخاصة به. بعد ذلك، يتم التحكم في القوة الموجهة للآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم ذات الخمس مراحل مع متغيرين اعتمادًا على ما إذا كان العاكس متعدد الأطوار يتم التحكم فيه بالتيار أو بالجهد. من أجل تحسين أداء محرك متعدد الأطوار، يبدو استخدام التحكم في النواقل أمرًا ضروريًا مع اختبار متانته

الكلمات الرئيسية: الآلات متعددة الأطوار، آلة متزامنة ذات المغناطيس الدائم بخمس مراحل، عاكس خماسي الأطوار، تحكم في ناقلات، معلم بارك. ما تلاب. سيملينك

Abstract

This memory represents the vector control study of a five-stage permanent magnet simultaneous machine.

This work starts by modeling the five-stage permanent magnet simultaneous machine in Park landmark afterwards, we are interested in modeling the voltage inverter with five arms and its control techniques. Next, the directed power of the five-stage permanent magnet simultaneous machine is controlled with two variables depending on whether the multi-stage inverter is current or voltage controlled. In order to improve the performance of a multi-stage motor, the use of vector control seems necessary with its durability tested

Keywords: polyphase machines, five-phase permanent magnet synchronous machine, five-phase inverter, PARK transformation; vector control, MATLAB/Simulink.

Liste des abréviations

FTBF: Fonction de Transfert en Boucle Fermée

FTBO: Fonction de Transfert en Boucle Ouverte

MATLAB: Matrix Laboratory

MCC : Machine à Courant Continu

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsions

MSAP : Machine Synchrone à Aimant Permanent

PI: régulateur Proportionnel Intégrative

PWM: Pulse Width Modulation

Sommaire

Remerciements	I
Dédicaces	II
Résumé	III
Liste des abréviations	V
Sommaire	VI
Liste des figures	VII
Liste des symboles	XI
Introduction générale	1

Chapitre I : Généralités et Modélisation d'une machine synchrone polyphasée (5Phase)

Introduction	4
I.1. Généralités sur les machines polyphasées	4
I.1.1. Histoire des machines polyphasée.....	4
I.1.2. Description de la machine synchrone à aimants permanents À cinq phases	5
I.1.3. Types de machines polyphasées	6
I.1.4. Principe de fonctionnement de la machine polyphasée.....	7
I.1.5. Avantages et Inconvénients des machines polyphasée.....	8
I.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents à cinq phases	8
I.2.1. Hypothèses simplificatrices	8
I.2.2. Modèle penta phasée.....	8
I.2.3. Transformation de Park	11
I.2.4. Modèle de la MSAP dans le repère de Park (d, q)	12
Conclusion	14

Chapitre II : Etude de la commande vectorielle et de l'onduleur MLI

Introduction	17
II.1. Onduleur MLI cinq phases	17

II.1.1. Modélisation de l'onduleur à cinq bras	17
II.1.2. Commande par MLI sinusoïdale.....	19
II.1.3. Principaux avantages de la MLI.....	20
II.2. Commande vectorielle	20
II.2.1 Principe de la commande vectorielle.....	20
II.2.2. Types de commande vectorielle.....	21
II.2.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle.....	21
II.2.4 Commande vectorielle de la MSAP5PH alimentée en tension.....	22
Conclusion.....	28
Chapitre III : Application de la commande vectorielle à la MSAP5Ph	
Introduction.....	30
III.1. Alimentation de la MSAP5Ph par un onduleur pentaphasé.....	30
III.1.1. Simulation de laMSAP5Ph alimentée par onduleur	30
III.1.2. Résultats de la simulation.....	31
III.1.3. Interprétation des résultants.....	32
III.2. Simulation de la commande vectorielle de la MSAP5Ph	
Alimentée en tension.....	33
III.2.1. Schéma de simulation.....	33
III.2.2. Résultats de la simulation.....	33
III.2.3. Interprétation des résultants.....	35
III.3. Etude de robustesse aux variations paramétriques de la MSAP5Ph.....	35
III.3.1. Robustesse vis-à-vis la variation de l'inertie J.....	36
III.3.2. Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance R_s	37
III.3.3. Robustesse vis-à-vis le fonctionnement en basse vitesse.....	38
III.3.4. Interprétation des résultants.....	38
Conclusion.....	39
Conclusion générale.....	41
Bibliographie	44
Annexes	47

Liste des Figures

Chapitre I : Généralités et Modélisation d'une machine synchrone polyphasée (5Phase)

Figure.I.1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.....	7
Figure. I. 2 : Schéma du moteur synchrone à aimants permanents à cinq phases.....	9
Figure.I.3 : Les différents couples qui agissent sur le rotor.....	11
Figure.I.4 : Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d-q)	14

Chapitre II : Etude de la commande vectorielle et de l'onduleur MLI

Figure. II. 1 : Structure de l'onduleur à cinq bras.....	18
Figure. II.2: Principe de commande ML.....	20
Figure II. 3 : Principe de la commande vectorielle de La MSAP5PH alimentée en tension.....	23
Figure II.4: Description de coupla.....	24
Figure II.5: Structure générale : (machine-découplage par compensation)	25
Figure II.6: Régulateur PI.....	26
Figure. II.7: Boucle de régulation du la vitesse.....	27
Figure. II.8 : Schéma bloc de la régulation du courant.....	28

Chapitre III : Application de la commande vectorielle à la MSAP5Ph

Figure. III.1: Schéma de simulation de la machine associée à l'onduleur.....	30
Figure. III.2: Résultats de simulation de la MSAP à vide alimentée Par un onduleur MLI.....	31
Figure. III.3: Résultats de simulation de la MSAP5Ph En charge Alimentée par un onduleur MLI.....	32
Figure. III.4: Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle Avec réglage classique (PI).....	33
Figure. III.5: Résultats de Simulation de la commande vectorielle De la MSAP alimentée en tension.....	34

Figure. II.6 : Résultats de simulation lors des variations de l'inertie J36

Figure. II.7: Résultats de simulation lors des variations de la résistance R_g37

Figure. II.8 : Résultats *de simulation lors des variations de basse vitesse*.....38

Liste des symboles

$a; b; c; d; e$: Indices des phases statoriques et rotoriques

$\varphi_{fa}, \varphi_{fb}, \varphi_{fc}, \varphi_d, \varphi_e$: Flux des phases de la machine

$[\varphi_f]$: Flux des aimants.

$V_{sa}; V_{sb}; V_{sc}; V_{sd}; V_{se}$: Tensions des phases statoriques en

$i_d; i_q$: Courants statoriques d'axe direct et en quadrature.

$V_d; V_q$: Tension statoriques d'axe direct et en quadrature

g : Glissement par le rapport.

R_s : Résistance d'une phase du stator

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottements.

d, q : Axe de référentiel de Park

e_d, e_q : Termes compensatoires

P : Puissance instantanée transisant dans la machine

$[L]$: Matrice inductance (propre et mutuelle statoriques).

$[T(\theta)]$: Matrice de transformation de PARK

$[T(\theta)]^{-1}$: La matrice inverse est donnée par

p : Nombre de pair de pôles

S : Opérateur de Laplace.

ω_r : Pulsation des tensions statoriques

Ω : Vitesse angulaire du rotor

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain intégral

ξ : Coefficient d'amortissement.

$\tau_d; \tau_q$: Constant de temps en boucle fermé de régulateur d, q

f_p : Fréquence de porteuse

K_i : Gain intégral

K_p : Gain proportionnel

M_s : Mutuelle inductance entres phases du stator

Introduction générale

Les machines électriques triphasées, de plus en plus connues (fabrication, technique de bobinage, alimentation, commande,), sont les plus utilisées dans les applications industrielles et domestiques. Leur alimentation, maintenant classiquement réalisée par des onduleurs de tension, permet d'obtenir de bonne performance surtout dans le domaine des variateurs de vitesse.[1]

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle. A puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI) imposent des gradients de tension élevés, provoquant ainsi un vieillissement accéléré des isolants [1].

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phase 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. [2]

Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant un fonctionnement en présence de défauts. Aux nombreux avantages qu'offrent les machines polyphasées se posent néanmoins des questions sur l'extension des théories de commande appliquées sur les machines triphasées aux machines multiphasées. C'est en voulant répondre à ces questions que nous avons étudié comme cas spéciale la machine synchrone à aimants permanents à cinq phases (MSAP5PH). [2]

L'objectif de ce présent travail est l'étude par simulation du comportement dynamique de la MSAP5PH pilotée par une commande vectorielle. Dans un objectif de booster la qualité de réglage. Afin de bien présenter le présent travail, le mémoire s'articule sur les chapitres suivants :

Le premier chapitre Nous allons d'abord donner un aperçu des machines polyphasées et en particulier de la machine synchrone à aimants permanents à cinq phases. Ensuite, nous allons introduire les équations mathématiques MSAP5PH dans la norme Park.

Le deuxième chapitre présentera la Modélisation d'un onduleur de tension à cinq phases avec une technique de commande. Un élément de commande vectoriel basé sur les régulateurs PI de la machine à cinq étages. Deux structures de commande doivent être distinguées selon Que l'appareil est un fournisseur de tension.

Le troisième chapitre sera consacré Les résultats des différentes simulations pour la commande de la machine sous MATLAB et sous SIMULINK OÙ nous sommes arrivés à connaître les résultats de la commande.

Chapitre I

Généralités et Modélisation d'une machine synchrone Polyphasée(5Phase)

INTRODUCTION

Les machines triphasées à courant alternatif sont les plus utilisées de nos jours, Lorsqu'elles sont alimentées par un onduleur, il se peut qu'un des bras de l'onduleur soit défectueux, la machine fonctionne alors uniquement sur deux phases. Cela engendre une perte de commande de la machine ainsi que des ondulations de couple de fortes amplitudes. Pour pouvoir commander la machine dans ce régime, une solution consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source continue, afin de pouvoir commander les deux courants restants indépendamment l'un de l'autre.

On s'intéresse depuis longtemps aux machines ayant plus de trois phases. Ces machines portent plusieurs appellations (machines à grand nombre de phases) ou (machines polyphasées) et cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives. il peut y avoir jusqu'à $(q-3)$ phases ouvertes, sans relier le neutre de la machine au point milieu de la source continue. Plus on augmente le nombre de phases plus on a de degrés de liberté pour commander la machine. Ces deux machines sont présentées dans les domaines de grandes puissances tels que la marine, l'avionique ou encore l'automobile.

Nous parlons dans notre étude de la machine synchrone pentaphasée (MSP) qui est très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustes électromagnétique, son faible cout et sa très bonne standardisation.[3]

I.1. Généralités sur les machines polyphasées

I.1.1. Histoire des machines polyphasées

En 1811 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique, et en 1822 Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. En parelle, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène. L'année suivante Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixi, ont réalisé la génératrice à courant continu.

En 1836 l'Anglais HYDE Clarke réalise une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de PAXII/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur.

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable. En 1848 apparaissent les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent utilisés pour les applications industrielles.

En 1860 la compagnie "l'Alliance" fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes.

En 1865 l'Italien Antonio Pacinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré. En 1888 Nikola Tesla a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique. [4]

En 1889 l'Allemand Michael DOLIVO DOBROWOLSKI réalise la première machine asynchrone triphasée cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins coûteuse, la moins exigeante en termes d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances ...etc.

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance [4].

I.1.2. Description de la machine synchrone à aimants permanents à cinq phases

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixée par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statoriques et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone.

Le stator se compose d'un bobinage distribué sur cinq phases, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les cinq axes (a, b, c, d, e) déphasés, l'un par

rapport à l'autre, de 72° électriques. Le rotor se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotorique, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas commander l'amplitude du flux rotorique. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotorique.[5]

- Aimants en surface
- Aimants insérés
- Aimants enterrés
- Aimants à concentration de flux

I.1.3. Types de machines polyphasées

Selon leur nombre de phases on distingue deux types de machines polyphasées :

- Les machines dont le nombre de phases est multiple de trois qu'on appellera Type I.
- Les machines dont le nombre de phases est non multiple de trois qu'on appellera Type II. Il est possible d'obtenir plusieurs configurations pour une machine polyphasée suivant le décalage angulaire entre deux bobinages adjacents. Pour cela on introduit le terme du nombre de phases équivalent qui est défini comme suit [6] : $nPH_\alpha = \frac{\pi}{5}$

A) Machines polyphasées de « type 1 »

Ce type de machine est appelé multi-étoile car le nombre de phases statoriques est un multiple de trois. Ainsi ; la machine est représentée comme un groupement de plusieurs enroulements triphasés. A cet effet on peut classer plusieurs types de machines synchrones de type I comme suit :[6].

- ✓ Les machines synchrones triphasées
- ✓ Les machines synchrones hexa phases
- ✓ Les machines synchrones tétra phases
- ✓ Les machines synchrones quinze phases.

B) Machines polyphasées de « Type 2 »

Ces machines sont caractérisées par un nombre de phases n non multiple de trois. Elles conservent une distribution de flux uniforme grâce à la symétrie entre les enroulements statoriques où l'angle entre deux enroulements adjacents est $\alpha = \frac{2\pi}{n}$;[6].

- ✓ La machine synchrone penta phasée
- ✓ La machine synchrone heptaphasée.

I.1.4. Principe de fonctionnement de la machine polyphasée

On prend comme exemple le principe de fonctionnement de 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 α). 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 ». Elle est définie comme suite :

$$\Omega_s = \frac{f_s}{p} [\text{rad/s}] \quad (\text{I.1})$$

Ces deux Champs tournants produisent 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 $\omega_r < \omega_s$ ainsi les effets de l'induction statoriques 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 le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.2})$$

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

$$\text{par le rapport : } g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{I.3})$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement g : [7]

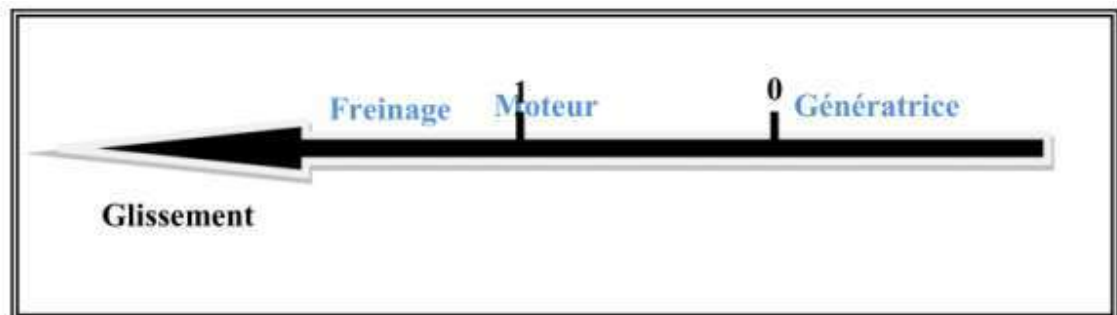


Figure.I.1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.

I.1.5. Avantages et Inconvénients des machines polyphasées

A) Avantages des machines polyphasées

Les machines polyphasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, qui présente en plus des avantages des machines synchrones à aimants permanents, ceux des machines polyphasées. En effet, les variateurs polyphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [7].

B) Inconvénients des machines polyphasées

Certains harmoniques de temps (harmoniques des courants statoriques) ne contribuent pas à la création d'onde de Fmm. Ces harmoniques ne circulent donc qu'au stator. Dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, l'impédance vue par ces harmoniques peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante. Cette apparition de courants harmoniques de circulation constitue l'inconvénient majeur des machines polyphasées alimentées par onduleur de tension. Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur machine.[8].

I.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents à cinq phases

I.2.1. Hypothèses simplificatrices

Pour étudier le comportement de la machine synchrone penta phases en régime dynamique et permanent, il est nécessaire de contourner la difficulté du modèle de la machine par certaines hypothèses simplificatrices [9].

- La force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale
- L'entrefer uniforme.
- La machine est de constitution symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'effet de l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés.

I.2.2. Modèle pentaphasée

La modélisation est une méthode mathématique pour réduire la machine électrique en un simple système d'équations différentielles. La représentation idéalisée d'une structure de la machine synchrone à aimants permanents à cinq phases est indiquée par la

figure (I.2). Il est supposé que la saturation soit négligée et que seul le fondamental du flux d'entrefer est pris en compte.[5]

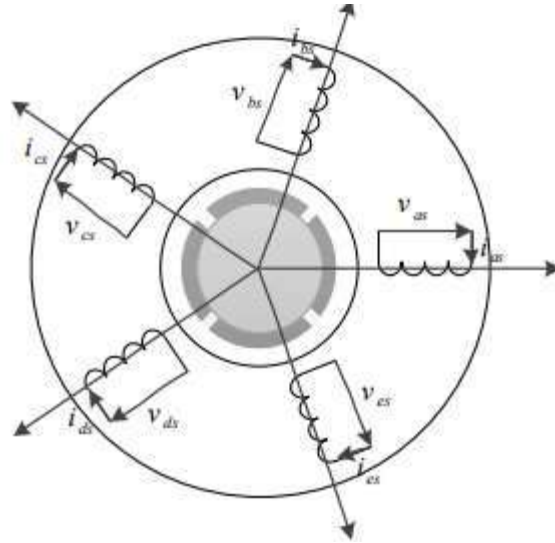


Figure. I. 2 : Schéma du moteur synchrone à aimants permanents à cinq phases

En général, les équations qui décrivent le comportement électrique de la machine sous forme matricielle sont exprimées comme suit :

A) Les équations en tension

$$\begin{cases} V_{sa} = R_{sa} \cdot i_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_{sb} \cdot i_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_{sc} \cdot i_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \\ V_{sd} = R_{sd} i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{se} = R_{se} \cdot i_{se} \frac{d\varphi_{se}}{dt} \end{cases} \quad (I.4)$$

On pose :

$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_{sd} = R_{se}$ avec R_s résistance d'une phase du stator

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{sd} \\ V_{se} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{sd} \\ i_{se} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{sd} \\ \varphi_{se} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

B) Equations de flux

Les flux sont exprimés en fonction des courants par :

$$[\varphi_s] = [L][i] + [\varphi_f] \quad (\text{I.7})$$

Avec

$$[L] = [L_{s0}] + [L_{s1}] \quad \text{Et} \quad [\varphi_f] = [\varphi_{fa}, \varphi_{fb}, \varphi_{fc}, \varphi_d, \varphi_e]^T \quad (\text{I.8})$$

$[L]$: Matrice inductance (propre et mutuelle statoriques).

$[\varphi_f]$: Vecteur du flux créé par les aimants permanents à travers les enroulements statoriques.

Dans la machine à pole saillants la matrice des inductances propres statoriques $[L]$ est en fonction de la position du rotor, elle contient deux termes : L_{s0} qui est constant, et $L_{s1}(\theta)$ qui est en fonction de l'angle $\theta = p \cdot \theta_m$, θ étant l'angle électrique et θ_m est la position mécanique du rotor par rapport au stator.

Le rotor étant supposé saillant, les inductances ne dépendent pas de sa position car elles sont en fonction de l'entrefer qui est constant durant le mouvement de la machine et comme il n'y pas une liaison de neutre ce qui implique que la somme des courants des phases statoriques est nulle.

Donc : $[L_{s1}] = 0$

Alors

$$[L] = [L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} & M_{ad} & M_{ae} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} & M_{bd} & M_{be} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} & M_{cd} & M_{ce} \\ M_{da} & M_{db} & M_{dc} & L_{dd} & M_{de} \\ M_{ea} & M_{eb} & M_{ec} & M_{ed} & L_{ee} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Comme les phases sont symétriques et les inductances sont indépendantes de la position de rotor on peut écrire

$$L_{aa} = L_{bb} = L_{dd} = L_{ee} = L_s$$

$$\begin{aligned} M_{ab} = M_{ac} = M_{ad} = M_{ae} = M_{ba} = M_{bc} = M_{bd} = M_{be} = M_{ca} = M_{cb} = M_{cd} = M_{ce} \\ = M_{da} = M_{db} = M_{dc} = M_{de} = M_{ea} = M_{eb} = M_{ec} = M_{ed} = M_s \end{aligned}$$

Donc Le système (I.5) devient

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s & M_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s & M_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

C) Equation mécanique

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (\text{I.11})$$

$$C_f = F \cdot \Omega \quad (\text{I.12})$$

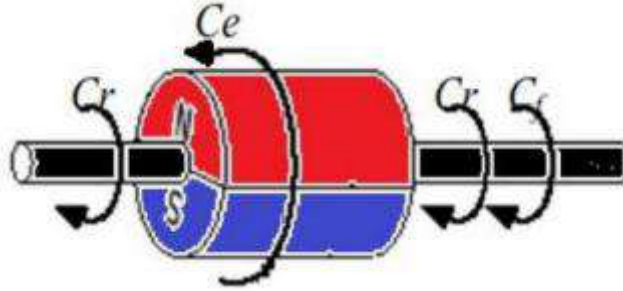


Figure.I.3 : Les différents couples qui agissent sur le rotor.

Avec : $\Omega = \frac{\omega}{p}$ vitesse de rotation de la machine (vitesse mécanique).

1.2.3. Transformation de Park

La transformation de Park est un modèle mathématique consiste à transformer le système penta phase (a, b, c, d, e) en un système diphasé (d-q). Ce passage mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de $\frac{2\pi}{5}$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\frac{\pi}{2}$ et situées sur le rotor, l'aimant se situe sur l'axe d [9].

Pour passer du système penta phase (a, b, c, d, e), au système biphasé (d, q), (réciproquement) il faut utiliser les relations suivantes :

$$[X_{dqo}] = [T(\theta)] \cdot [X_{abcde}] \quad (\text{I.13})$$

$$[X_{abcde}] = [T(\theta)]^{-1} \cdot [X_{dqo}]$$

Tel que : La Matrice de Park $[T(\theta)]$ qui conserve les amplitudes est la suivante :

$$[T(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{5}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{5}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Cette matrice permet de passer du référentiel (a, b, c, d, e) fixe lié au stator au référentiel (d-q) mobile avec une vitesse ω . Les sens des axes, a, b, c sont obtenus à partir

des axes d, q à travers la transformation inverse de Park $[T(\theta)]^{-1}$ La matrice inverse est donnée par :

$$[T(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{5}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{5}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{5}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{5}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{5}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{5}) \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

En appliquant la transformation de Park au système d'équation, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor, alors que dans ce référentiel, les axes (d, q) sont fixés par rapport au rotor (tournant à une vitesse ω). L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones [10].

Les variables et les paramètres sont alors représentés dans un référentiel à deux axes : l'axe direct (d) et l'axe de quadrature arrière (q), perpendiculaires, l'angle θ entre les deux repères est appelé angle Park.

I.2.4. Modèle de la MSAP dans le repère de Park (d, q)

A. Equations des tensions :

Avec l'application Park Transforme, nous aurons :

$$[V_{dq0}] = [T(\theta)] [V_{abcde}] = [T(\theta)][R_s][i_{abcde}] + [T(\theta)] \frac{d}{dt} [\varphi_{abcde}] \quad (\text{I.16})$$

Ensuite, en se basant sur le système (I.13) tout en appliquant sur lui $[P(\theta)]^{-1}$ on obtient alors :

$$[V_{dq0}] = [T(\theta)][R_s][T(\theta)]^{-1} [i_{dq0}] + [T(\theta)][T(\theta)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} [\varphi_{dq0}] \quad (\text{I.17})$$

Du moment que $[R_s]$ est diagonale alors

$$[T(\theta)][R_s][T(\theta)]^{-1} = [R_s] \quad (\text{I.18})$$

En utilisant

$$[T(\theta)] \cdot (d[T(\theta)]^{-1}) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

À l'aide de (I.17) on obtient les équations statoriques de la machine exprimées dans le référentiel de Park lié au rotor :

$$V_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\varphi_q}{dt} - \omega\varphi_q$$

$$V_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega\varphi_d \tag{I.20}$$

$$\text{Avec : } \omega = \frac{d\theta}{dt} \tag{I.21}$$

B. Equations des flux

D'après les équations (I.7) et (I.13) et Park, nous avons :

$$[\varphi_{dq0}] = [T(\theta)] \cdot [\varphi_{abcde}] = [T(\theta)] \cdot ([L][i_{abcde}] + \varphi_f) \tag{I.22}$$

$$[\varphi_{dq0}] = [T(\theta)][L][T(\theta)]^{-1}[i_{dq0}] + [T(\theta)] \cdot \varphi_f \tag{I.23}$$

Avec :

$$[T(\theta)][L][T(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \tag{I.24}$$

Et :

$$[T(\theta)] \cdot \varphi_f = \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \varphi_f \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{I.25}$$

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_d = L_d \cdot i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q \cdot i_q \end{array} \right\} \tag{I.26}$$

D'après les équations (I.21) et (I.20) Le modèle de la MSAP peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R_s i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} - \omega (L_q i_q + \varphi_f) \end{array} \right\} \tag{I.27}$$

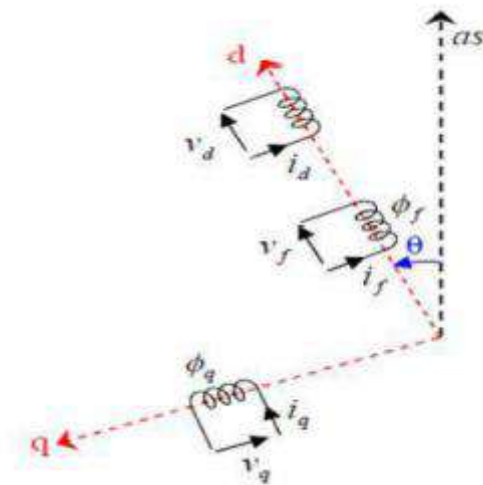


Figure. I.4: Schéma équivalent d'une (MSAP) dans le repère (d-q).

C. Equation Couple électromagnétique

Expression de la puissance et du couple électromagnétique :

La connaissance du couple électromagnétique C_{em} de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande.

La puissance électrique absorbée par la machine est exprimée par :

$$P(t) = V_a \cdot i_a + V_b \cdot i_b + V_c \cdot i_c + V_d \cdot i_d + V_e \cdot i_e \quad (\text{I.28})$$

Dans le référentiel de Park, cette puissance s'écrit :

$$P(t) = \frac{5}{2} V_d \cdot i_d + V_e \cdot i_e \quad (\text{I.29})$$

Pour un système équilibré. $i_o = 0, V_o = 0$

En remplaçant les courants et les tensions dans cette expression par leurs similaires dans le système (d, q), la puissance électrique absorbée par la machine dans le référentiel de Park devient :

$$P(t) = C_{em} \cdot \Omega, \omega = p \cdot \Omega$$

$$\text{Donc : } C_{em} = p \cdot \sqrt{\frac{5}{2}} [(L_d - L_q) i_{ds} \cdot i_{qs} + \varphi_f \cdot i_{qs}] \quad (\text{I.30})$$

L'équation de la vitesse mécanique est représentée par l'équation :

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \quad (\text{I.31})$$

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents à cinq phases à partir des équations générales. Le modèle à cinq phases se réduit en modèle simplifié à l'aide de la transformation de Park.

Cependant, une régulation de la vitesse de la machine s'impose en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge.

Dans le chapitre suivant, le modèle de Park établi précédemment est exploité pour commander la vitesse de rotation de la machine synchrone à aimants permanents à cinq phases en moyennant de la technique de commande vectorielle.

Chapitre II

Etude de la commande vectorielle et de l'onduleur MLI

Introduction

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972. Cependant, il ne peut être mis en œuvre que grâce aux développements de la microélectronique. En effet, il nécessite des calculs de transformée de Park, d'évaluation de fonctions trigonométriques, d'intégrales, de régulations..., ce qui ne peut se faire en analogique pur [11].

Après l'étude de la modélisation mathématique du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) suivi par la simulation numérique de son comportement dynamique réalisé dans le chapitre précédent, nous présentons dans le présent chapitre la commande vectorielle de ce même moteur alimenté par un onduleur de tension. La stratégie de commande de l'onduleur est réalisée par la technique MLI.

II.1. Onduleur MLI cinq phases

II.1.1. Modélisation de l'onduleur à cinq bras

Onduleur de tension à cinq bras est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, celui-ci est schématisé dans la figure (II.1). Il est composé de dix transistors shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération. Pour un onduleur à cinq bras, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

✓ $s_{a,b,c,d,e} = \mathbf{1}$: interrupteur du demi-bras haut (a, b, c, d ou e) fermé.

✓ $s_{a,b,c,d,e} = \mathbf{0}$: interrupteur du demi-bras bas (a, b, c, d ou e) fermé.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,
- La charge à cinq phases ; est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

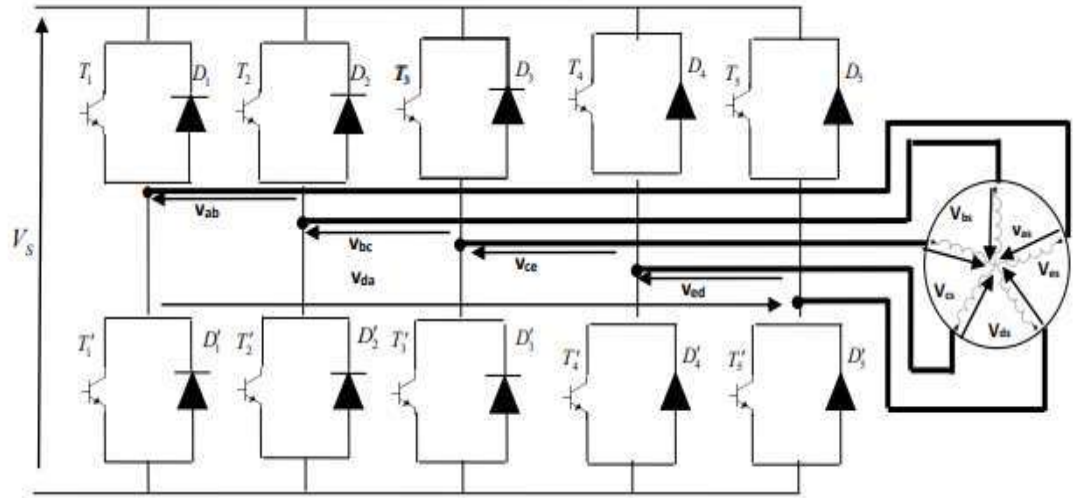


Figure. II. 1 : Structure de l'onduleur à cinq bras

A) Tensions des bras

Les tensions fournées par les bras par rapport au point de référence n sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{an} = S_a V_{Dc} \\ v_{bn} = S_b V_{Dc} \\ v_{cn} = S_c V_{Dc} \\ v_{dn} = S_d V_{Dc} \\ v_{en} = S_e V_{Dc} \end{array} \right. \quad (II.1)$$

B) Tensions composés

Les tensions composées sont calculées par :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = v_{Dc}(S_a - S_b) \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} = v_{Dc}(S_b - S_c) \\ v_{cd} = v_{cn} - v_{dn} = v_{Dc}(S_c - S_d) \\ v_{de} = v_{dn} - v_{en} = v_{Dc}(S_d - S_e) \\ v_{de} = v_{dn} - v_{en} = v_{Dc}(S_d - S_e) \end{array} \right. \quad (II.2)$$

C) Tensions simples

Le récepteur étant équilibré on peut donc passer des tensions composées aux tensions simples à l'aide de la propriété suivante :

$$v_a + v_b + v_c + v_d + v_e = 0 \quad (II.3)$$

On peut donc écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_a = \left(\frac{4}{5}\right) v_a - \left(\frac{1}{5}\right) (v_b + v_c + v_d + v_e) \\ v_b = \left(\frac{4}{5}\right) v_b - \left(\frac{1}{5}\right) (v_a + v_c + v_d + v_e) \\ v_c = \left(\frac{4}{5}\right) v_c - \left(\frac{1}{5}\right) (v_a + v_b + v_d + v_e) \\ v_d = \left(\frac{4}{5}\right) v_d - \left(\frac{1}{5}\right) (v_a + v_b + v_c + v_e) \\ v_e = \left(\frac{4}{5}\right) v_e - \left(\frac{1}{5}\right) (v_a + v_b + v_c + v_d) \end{array} \right. \quad (\text{II.4})$$

On obtient finalement :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_a = \left(\frac{1}{5}\right) v_{Dc}(4S_a - v_b - S_c - S_d - S_e) \\ v_b = \left(\frac{1}{5}\right) v_{Dc}(S_a + 4v_b - S_c - S_d - S_e) \\ v_c = \left(\frac{1}{5}\right) v_{Dc}(S_a - v_b + 4S_c - S_d - S_e) \\ v_d = \left(\frac{1}{5}\right) v_{Dc}(S_a - v_b - S_c + 4S_d - S_e) \\ v_e = \left(\frac{1}{5}\right) v_{Dc}(S_a - v_b - S_c - S_d + 4S_e) \end{array} \right. \quad (\text{II.5})$$

II.1.2. Commande par MLI sinusoïdale

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI sinusoïdale. Cette dernière consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire [5]. Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) de forme sinusoïdale et de fréquence f avec une porteuse, généralement triangulaire de haute fréquence fp , telle que : $fp \gg f$. [7].

Le schéma de principe de cette commande est donné sur la figure (II.2). Les instants de fermeture des interrupteurs sont alors définis par les intersections entre les deux ondes, quant à la fréquence de commutation, elle est déterminée par celle de la porteuse.

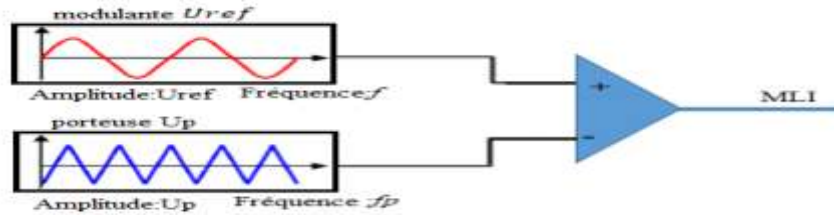


Figure. II.2 : Principe de commande MLI [7].

$$\begin{cases} U_{ref} \geq U_p \rightarrow MLI = 1 \\ U_{ref} < U_p \rightarrow MLI = 0 \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

II.1.3. Principaux avantages de la MLI

La modulation de largeur d'impulsion présente les avantages suivants :

- Une bonne neutralisation d'harmonique par rapport aux onduleurs à onde carrée

Ou en un seul créneau.

- Elle permet de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, Ce qui facilita le filtrante.
- De faire varier la valeur du fondamental de tension de sortie
- La MLI permet aussi l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones à partir d'une même source continue.

II.2. Commande vectorielle

II.2.1 Principe de la commande vectorielle.

Le flux de la machine n'a pas besoin d'être produit par le courant statorique puisque celui-ci est généré à partir des aimants permanents. [5]

La composante directe d_s i est alors imposé à zéro ce qui élimine le couple réluctant pour les machines à pôles saillants. C'est le régulateur qui forcera cette composante à zéro.

En posant d_s i à zéro dans l'équation du couple (I.9) on obtient la relation suivante :

$$C_{em} = \sqrt{\frac{5}{2}} * P * \Phi_f * i_{qs} \quad (\text{II.7})$$

Il ne reste qu'à isoler la variable q_s i dans l'équation (II.9) ce qui mène à (II.10) :

$$i_{qs} = \sqrt{\frac{2}{5}} * \frac{C_{em}}{P * \Phi_f} \quad (\text{II.8})$$

L'autre courant est imposé comme suit :

$$i_{ds} = 0$$

II.2.2. Types de commande vectorielle

La première appelée méthode directe et la seconde connue sous le nom méthode indirecte.

Dans la commande directe, on effectue une régulation de flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, tandis que dans la commande indirecte, on se libère de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations.[14].

A) *Commande vectorielle directe*

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement. Pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs. [15].

- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine

B) *Commande vectorielle indirecte*

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. La descriptive " méthode indirecte" signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [11].

II.2.3. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

A) *Avantages de la commande vectorielle*

- ✓ Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique) [12].
- ✓ Elle est précise et rapide.
- ✓ Il y a une commande du couple à l'arrêt.
- ✓ La commande des grandeurs se fait en amplitude et en phase

B) Inconvénients de la commande vectorielle

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- ✓ Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP (Digital Signal procession)).
- ✓ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- ✓ Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- ✓ Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle estimé [13].

II.2.4 Commande vectorielle de la MSAP5PH alimentée en tension

Les sources de tension forcent indirectement les courants nécessaires pour produire le couple. Deux commandeurs supplémentaires sont nécessaires pour commander les courants d et q.

A) Description du système global

La référence du courant direct $i_{d_{ref}}$ est fixée, et la sortie du régulateur de vitesse $i_{q_{ref}}$ constitue la consigne de couple C_{em} . Les références des courants $i_{d_{ref}}$ et $i_{q_{ref}}$ sont comparées séparément avec les courants réels de la machine i_d et i_q . Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d, V_q . Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant $i_{q_{ref}}$. Par contre, le courant $i_{d_{ref}}$ est imposé nul. La figure (II.4) représente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents avec compensation dans le repère (d, q)

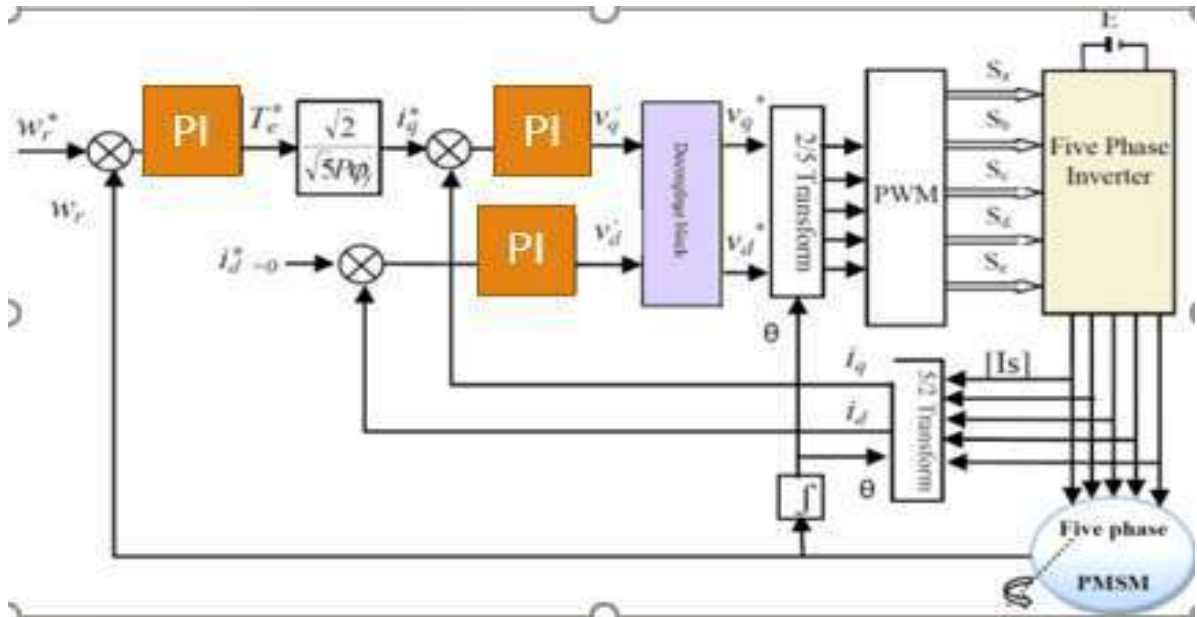


Figure. II. 3 : Principe de la commande vectorielle de laMSAP5PHalimentée en Tension [18]

B) Découplage

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q. La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.[16].

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent :

$$\left\{ \begin{aligned} V_d &= R_s \cdot i_d + L_d \cdot i_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q \cdot i_q \\ V_q &= R_s \cdot i_q + L_q \cdot i_d \frac{di_q}{dt} - \omega (L_q \cdot i_q + \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \Phi_f) \end{aligned} \right. \quad (II.9)$$

$$\omega = P * \Omega$$

Avec la transformation de Laplace :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = (R_s + sL_d)i_{ds} - \omega L_q i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + sL_d)i_{qs} - \omega (L_d \cdot i_{ds} + \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \phi_f) \end{array} \right\} \quad (\text{II.10})$$

La figure (II.5) représente le couplage entre les axes d et q :

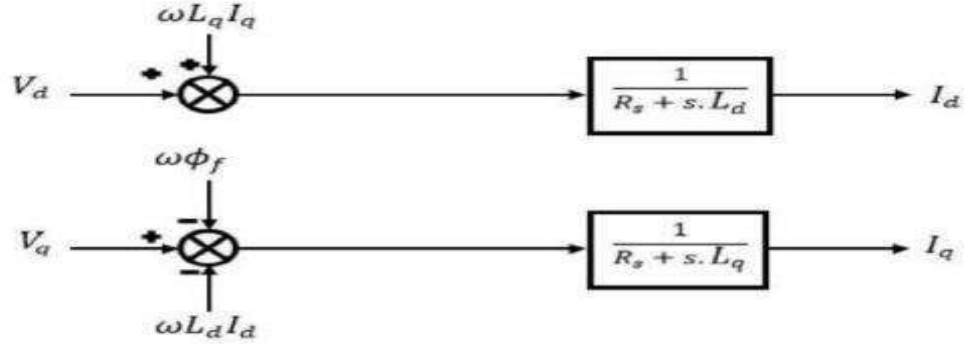


Figure. II.4: Description de couplage

Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes d et q, on est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires e_d et e_q .

$$\text{Avec : } \left\{ \begin{array}{l} e_d = \omega L_q i_{qs} \\ e_q = -\omega (L_d \cdot i_{ds} + \sqrt{\frac{5}{2}} \cdot \phi_f) \end{array} \right\} \quad (\text{II.11})$$

A partir de l'équation (II.12) et (II.13) on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = V_d^* - e_d \\ V_q = V_q^* - e_q \end{array} \right\} \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d^* = (R_s + sL_d)i_{ds} \\ V_q^* = (R_s + sL_d)i_{qs} \end{array} \right\} \quad (\text{II.13})$$

On a donc les courants « i_{ds} » et « i_{qs} » sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_d^* , et i_{qs} ne dépend que V_q^* , à partir de l'équation (II.14) les courants i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds} = \frac{V_d^*}{R_s + L_d s} \\ i_{qs} = \frac{V_q^*}{R_s + L_q s} \end{array} \right\} \quad (\text{II.14})$$

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques.

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure (II.5) :

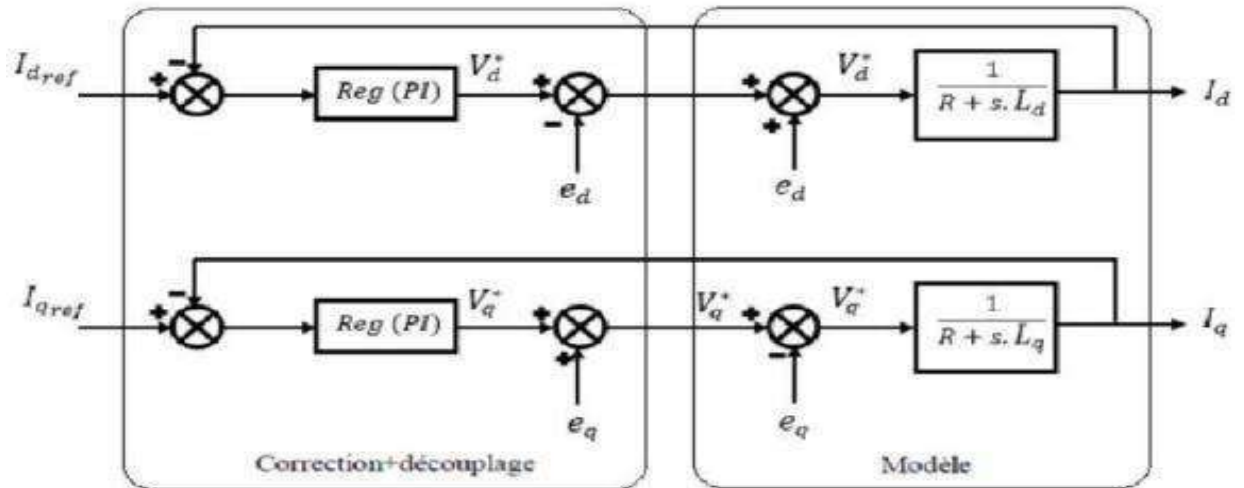


Figure. II.5: Structure générale : (machine-découplage par compensation)

C. Calcul des régulateurs

La régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type PI ou PID (proportionnelle, intégrale, dérivée). Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence impose malgré la présence des perturbations internes ou externes. Nous avons adopté un régulateur proportionnel intégral (PI). Dont le coefficient intégral K_i sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire le dépassement. [17].

Comme le terme proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse. Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante (II.8). La relation entre la sortie $U_r(t)$ et le signal d'erreur $\xi(t)$ est donné par la relation suivante :

$$U_r(t) = k_p \cdot \xi(t) + k_i \cdot \int_0^1 \xi(t) dt \quad (\text{II.15})$$

C'est à dire :

$$\frac{U_r(t)}{\xi(t)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{II.16})$$

Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante.

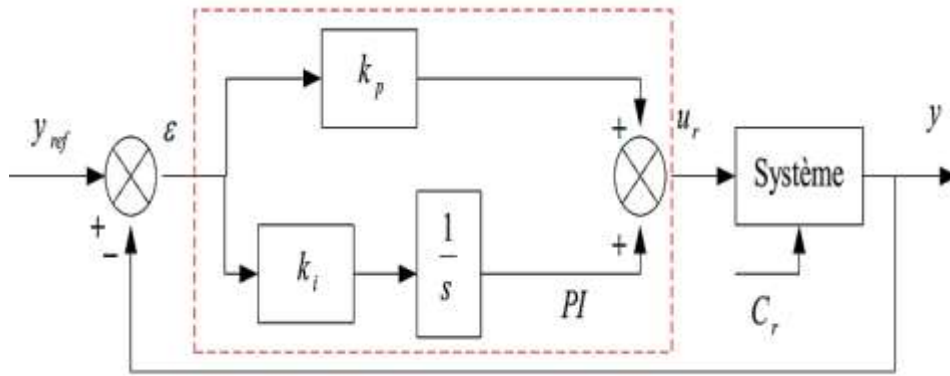


Figure. II.6: Régulateur PI

1) Action Proportionnelle (k_p)

Si k_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.

Si k_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

2) Action Intégrale (k_i)

L'action intégrale régit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action U_r augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

3) Régulateur de vitesse PI

Le régulateur de vitesse permet la détermination du couple de référence afin de maintenir la vitesse constante. En insérant un régulateur PI dans la boucle de vitesse on obtient le schéma de la figure suivante : [10].

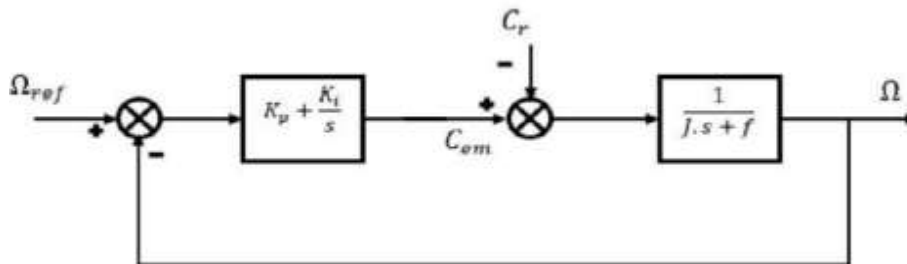


Figure. II.7: Boucle de régulation de la vitesse

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s} = \frac{k_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{k_{i\Omega}}{k_{p\Omega}} \right) \quad (\text{II.17})$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ($C_r = 0$) :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{k_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{k_{i\Omega}}{k_{p\Omega}} \right) \frac{1}{(J \cdot s + f)} \quad (\text{II.18})$$

En adoptant ainsi l'expression de la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée qui

Donnée Pa .

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega(p)}{\Omega_{ref}(p)} = \frac{k_{p\Omega} \left(s + \frac{k_{i\Omega}}{k_{p\Omega}} \right)}{J s^2 + (f + k_{p\Omega}) s + k_{i\Omega}} \quad (\text{II.19})$$

La FTBF possède une dynamique de 2eme ordre, par identification à la forme canonique De 2^{ème} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + 1 = 0 \quad (\text{II.20})$$

Alors par identification on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{J}{k_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{k_{p\Omega} + f}{k_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_0} \end{array} \right\} \quad (\text{II.21})$$

On déduit :

$$\left\{ \begin{array}{l} K_{i\Omega} = J \omega_0^2 \\ K_{p\Omega} = \frac{2\xi k_{i\Omega}}{\omega_0} - f \end{array} \right\} \quad (\text{II.22})$$

4) Régulateurs de courants PI

On a le schéma suivant :

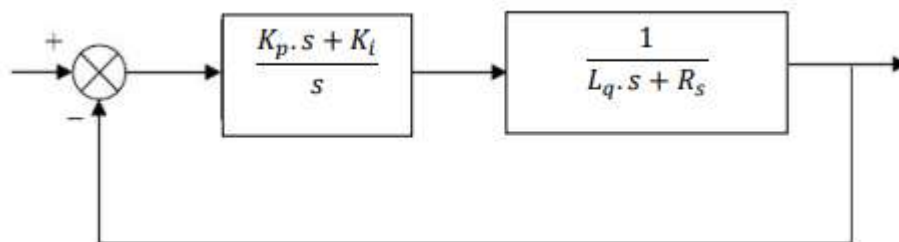


Figure. II.8 : Schéma bloc de la régulation du courant

D'après cette boucle, on peut écrire :

$$1 + \frac{K_p \cdot S + K_i}{L_q \cdot S^2 + R_s \cdot S} = 0 \quad (\text{II.23})$$

Alors, on a :

$$S^2 + \left(\frac{R_s + K_p}{L_q} \right) \cdot S + \frac{+K_i}{L_q} \quad (\text{II.24})$$

Par identification :

$$\left\{ \begin{array}{l} \xi \cdot 2 \cdot \omega_n = \frac{R_s + K_p}{L_q} \\ \omega_n^2 = \frac{K_i}{L_q} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} K_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot L_q - R_s \\ K_i = L_q \cdot \omega_n^2 \end{array} \right. \quad (\text{II.25})$$

Ce régulateur de vitesse PI, permet d'assurer une meilleure réponse de la vitesse de la machine vis-à-vis de sa consigne, et une bonne robustesse vis-à-vis des perturbations (variation de la charge ou des perturbations de la machine).

Conclusion

La commande vectorielle d'un modèle non linéaire et comparatif permet d'obtenir un modèle simple et discret ; Commande simple de la vitesse du rotor garanti. Les résultats de simulation qui seront obtenus dans le chapitre suivant nous permettront de vérifier l'efficacité de la commande vectorielle dans MSAP5PH alimenté par un onduleur de tension à cinq bras.

Chapitre III

Application de la commande vectorielle à la MSAP5Ph

Introduction

La simulation numérique est désormais le support privilégié pour systèmes complexes. C'est un outil efficace pour la validation de la conception durant ces premières étapes. De nombreux programmes sont utilisés pour la simulation, nous utiliserons le programme (Simulink/Matlab) pour la simulation de machine synchrone en cinq étapes fournies par réseau de tension cinq phases et un onduleur cinq phases. Après avoir simulé la machine synchrone à cinq étages et extrait les résultats, nous testons la durabilité des commandeurs utilisés en ajustant les paramètres de la machine.

III.1. Alimentation de la MSAP5Ph par un onduleur pentaphasé

III.1.1. Simulation de la MSAP5Ph alimentée par onduleur

La figure (II.1) illustre le schéma de simulation de la modélisation de la machine associée à l'onduleur de tension :

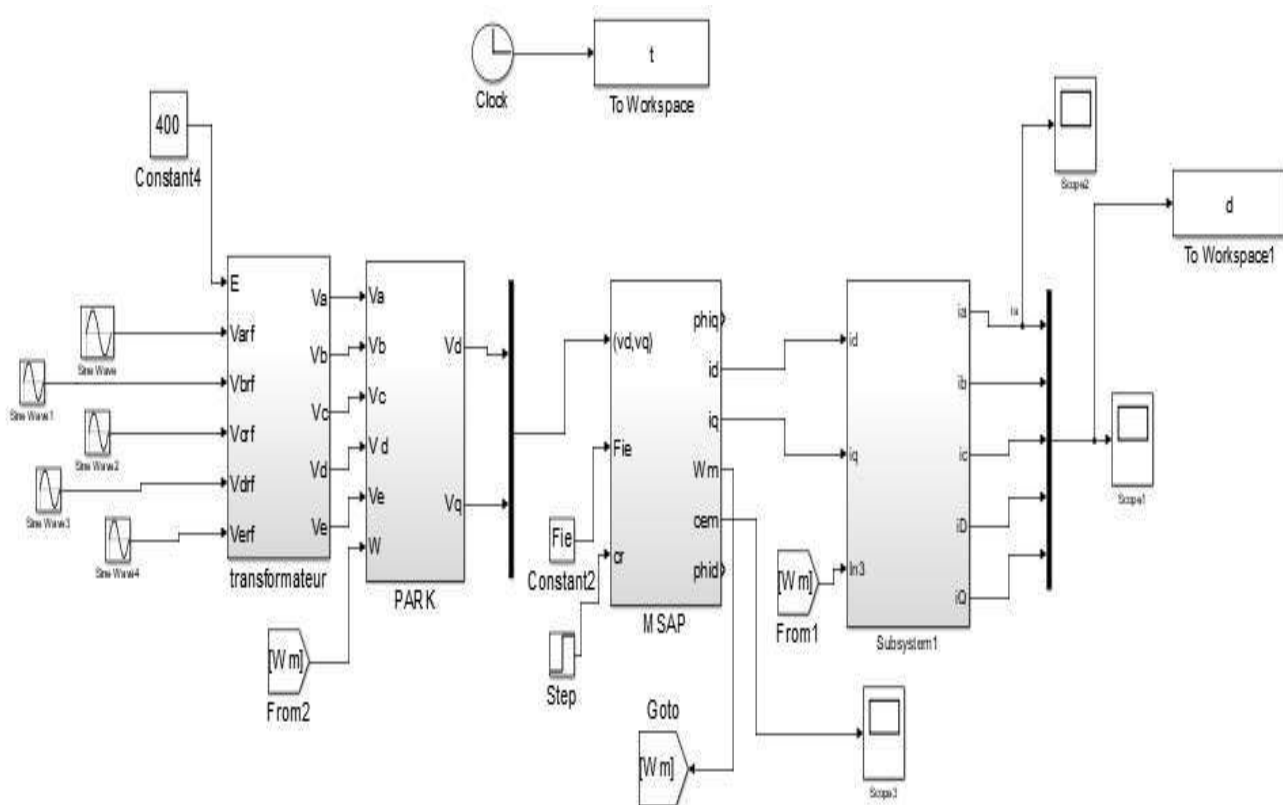


Figure. III.1: Schéma de simulation de la machine associée à l'onduleur

III.1.2. Résultats de la simulation

On a simulé l'association convertisseur statique-MSAP, pour un fonctionnement à vide puis en charge. L'onduleur est commandé par la technique de modulation sinus-triangle. Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations qui affectent le fonctionnement de la machine

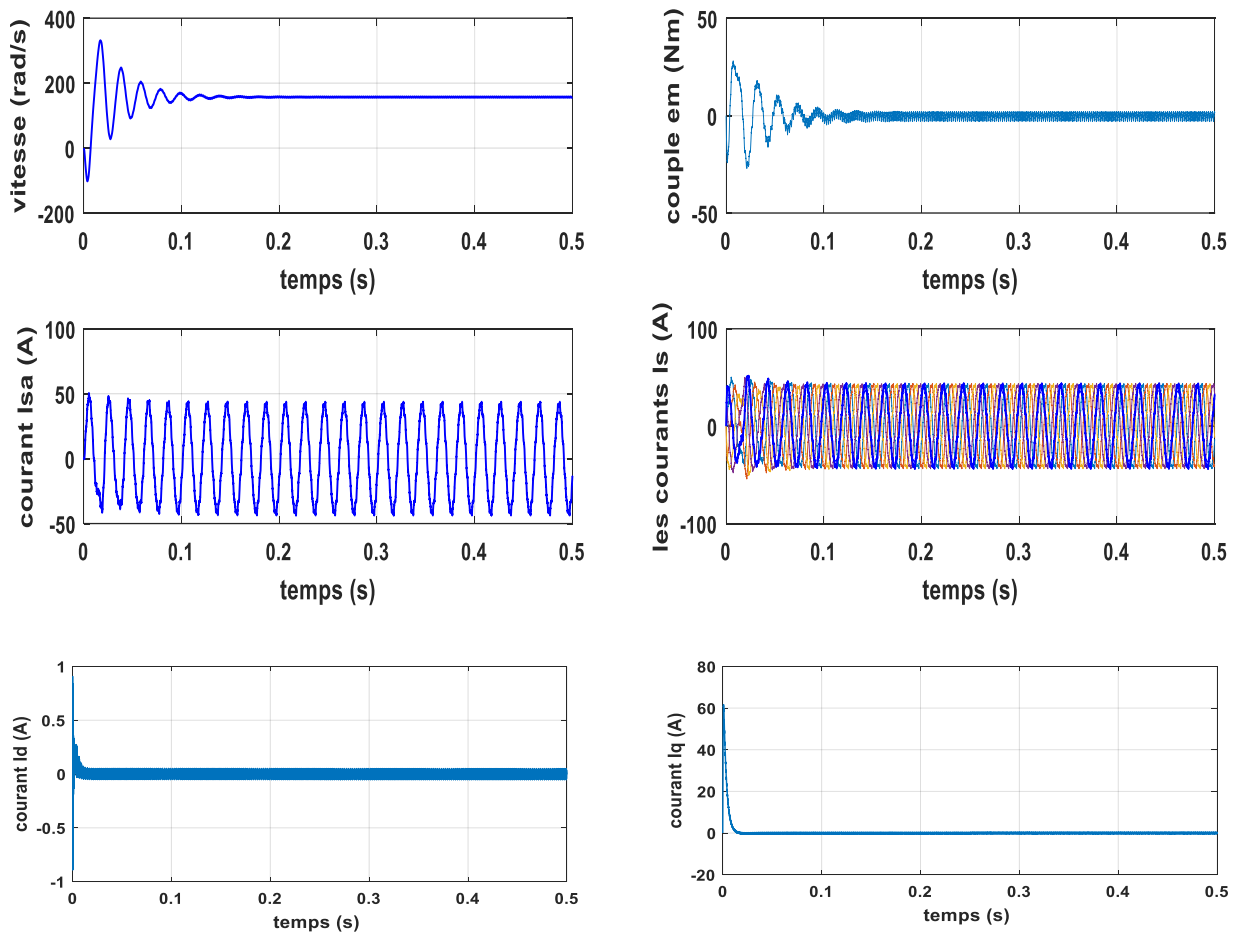


Figure. III.2: Résultats de simulation de la MSAP à vide alimentée par un onduleur MLI

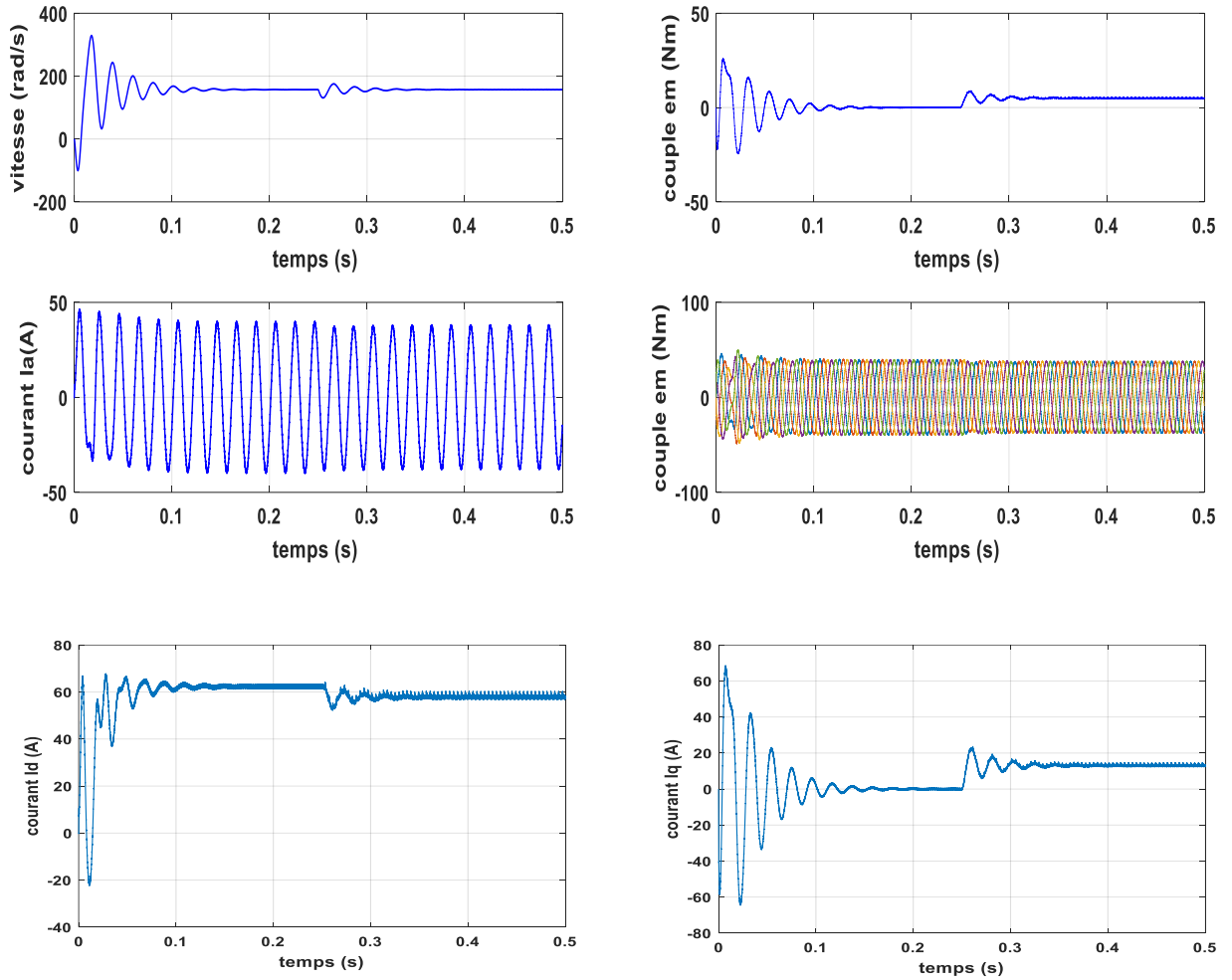


Figure. III.3: Résultats de simulation de la MSAP5Ph en charge alimentée par un onduleur MLI.

III.1.3. Interprétation des résultats

A. La machine à vide

- Pendant le régime transitoire, la vitesse est très pulsatile et atteint une valeur plus faible qu'auparavant, puis se stabilise à la valeur nominale avec un cône semi-visqueux après un long temps de réponse.
- L'allure de la courbe de couple présente également de fortes oscillations au démarrage sur une longue période et sa valeur de démarrage est plus faible qu'avant, puis elle se stabilise à zéro mais avec des vibrations permanentes.
- Les courants constants à cinq phases forment des ondes sinusoïdales de faible amplitude et sont irrégulières en raison de leur division et ont une valeur plus faible qu'auparavant.

B. La machine en charge

- La charge affecte la différence de vitesse pendant une courte période puis revient à la valeur qu'elle avait avant la charge avec la présence de ces vibrations bien sûr.
- La forme de la courbe de couple montre également de fortes oscillations lors du démarrage sur une longue période et la valeur de démarrage est plus faible qu'auparavant, mais l'entrée de charge à 0,25 s change sa trajectoire de zéro à une valeur différente et s'y stabilise mais avec des vibrations permanentes.
- Les courants constants à cinq phases forment des ondes sinusoïdales de bonne amplitude et l'introduction de la charge ne les a pas affectées et eues une valeur plus faible qu'auparavant.

III.2. Simulation de la commande vectorielle de la MSAP5Ph alimentée en tension

III.2.1. Schéma de simulation

Le schéma de simulation de la commande vectorielle avec de la MSAP5Ph représenté par la Figure (III-4) :

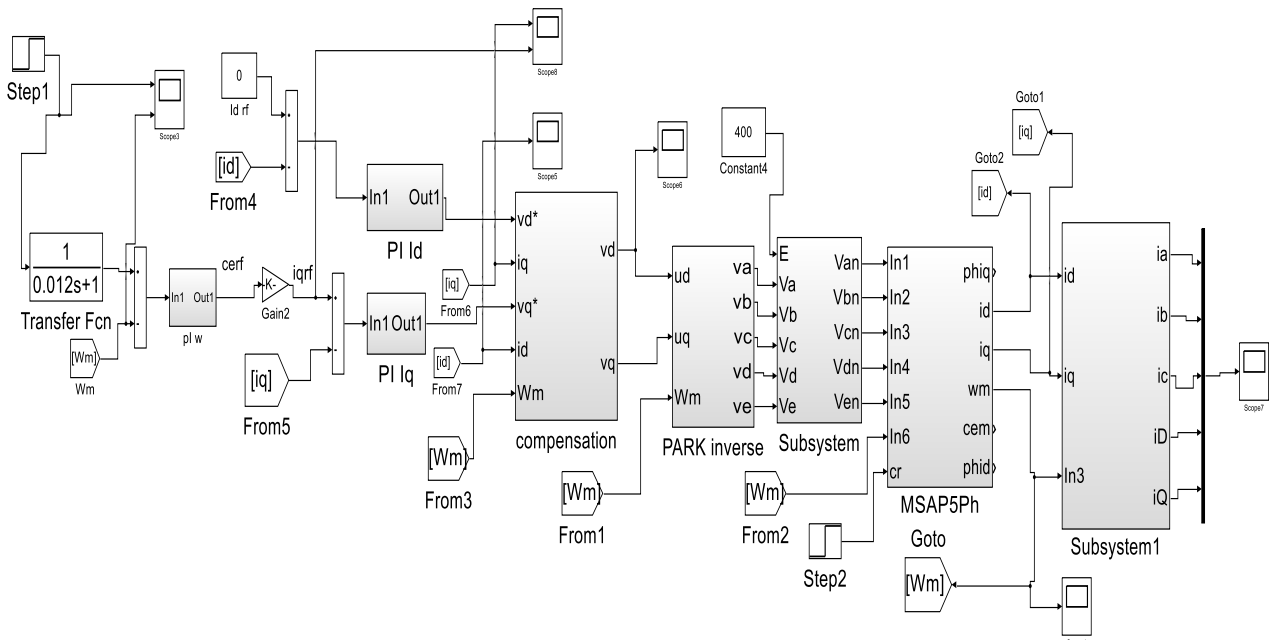


Figure III.4. Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle

Avec réglage classique (PI)

III.2.2. Résultats de la simulation

Les résultats de simulation effectuée en SIMULINK sous MATLAB pour les trois essais (application d'une charge et augmentation de la vitesse, puis l'inversion de sens de rotation) seront

Donnés par les figures suivantes. En utilisant le simulateur de la figure (III.4), les tests suivants ont été effectués pendant 0,5 s.

- Pour $0 \leq t \leq 0.25s$: est Ω_{ref} fixée à 157 rad/s, et on applique brusquement un couple de charge qui vaut $C_r = C_n$ (ou point $t = 0.25s$)
- Pour $0.35 \leq t \leq 0.5s$: Le couple de charge est maintenu à C_n et on fait brusquement varier la vitesse à -157 rad /s (inversion du sens de rotation de la machine).

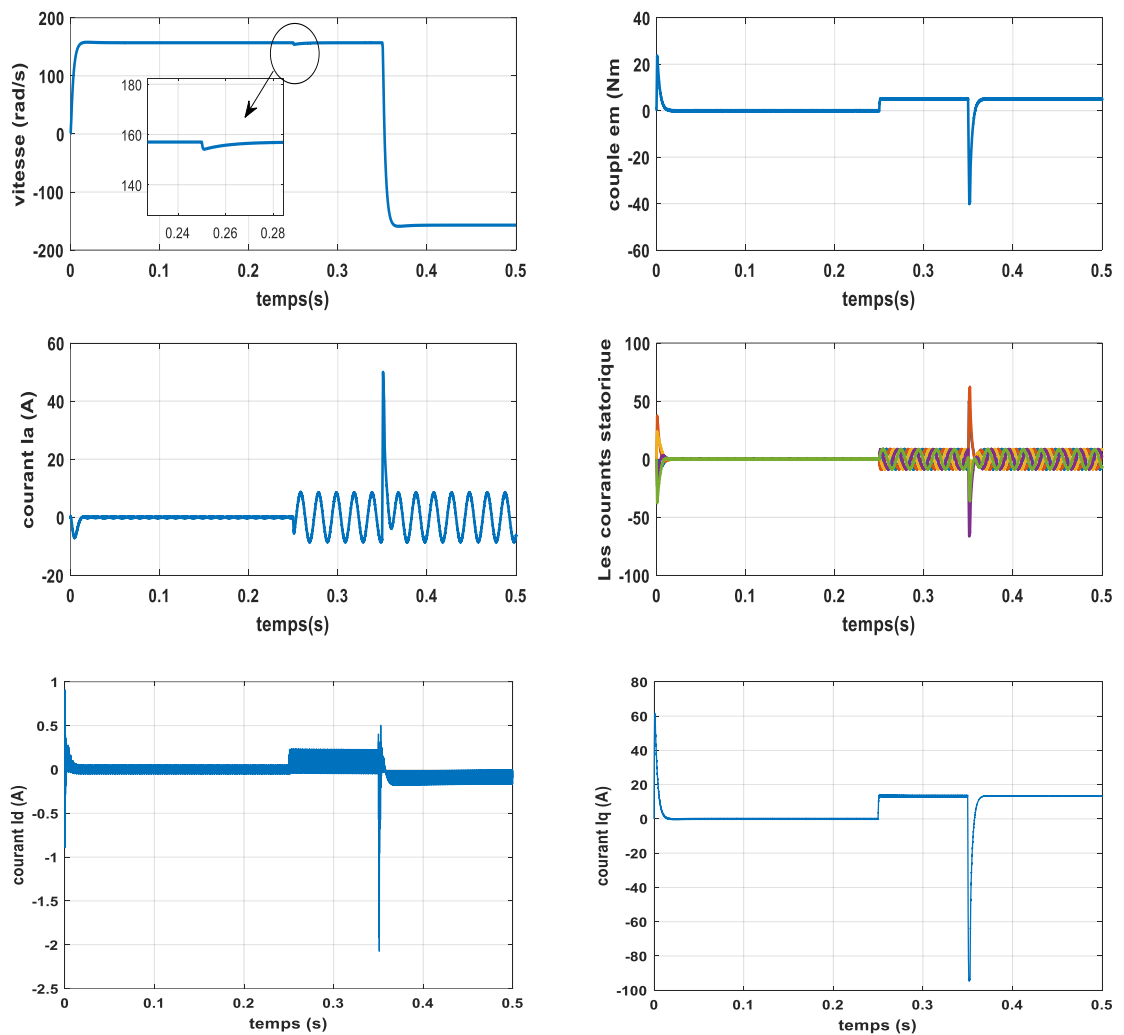


Figure. III.5: Résultats de Simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

III.2.3. Interprétation des résultats

- La vitesse de vitesse suit son chemin de référence, qui est très affecté par Rapidement avec le temps de réponse acceptable sans dépasser. Effet Le trouble de la grosseur entraîne une légère perte de vitesse qui est rapidement restaurée.
- Le couple électromagnétique se stabilise à la valeur du couple de résistance (5N.M)
Le moment $T = 0,25$ s avec des pics simultanés de vitesse les différences de vitesse.
- La partie i_q de la partie fixe est une image de couple électromagnétique.
- Le courant statorique i_d est presque nul ce qui indique que la commande vectorielle est effective.
- Les courant de phase i_a, i_b, i_c, i_d, i_e sont presque nuls après le régime transitoire jusqu'à l'instant $t = 0.25$ s pour la machine est entraîné en à vide. Ensuite, avec le temps $t = 0,35$ seconde, c'est une poche avec la même capacité, mais de la fréquence la plus élevée depuis lors L'appareil se compose à grande vitesse

III.3. Etude de robustesse aux variations paramétriques de la MSAP5Ph

Dans la précédente série de tests, nous avons simulé les performances du régulateur PI pour Suivre et rejeter les perturbations.

Nous testons maintenant sa solidité, afin de vérifier son comportement face aux changements Paramètres de l'appareil car les paramètres MSAP sont sujets à modifications Il peut être causé par le chauffage, il est donc important d'étudier l'effet du contraste Paramètres qui caractérisent le modèle.

On applique donc, une variation de la résistance et le moment d'inertie. Ces tests de robustesse sont représentés par les figures (II.6) à (II.8).

III.3.1. Robustesse vis-à-vis la variation de l'inertie J

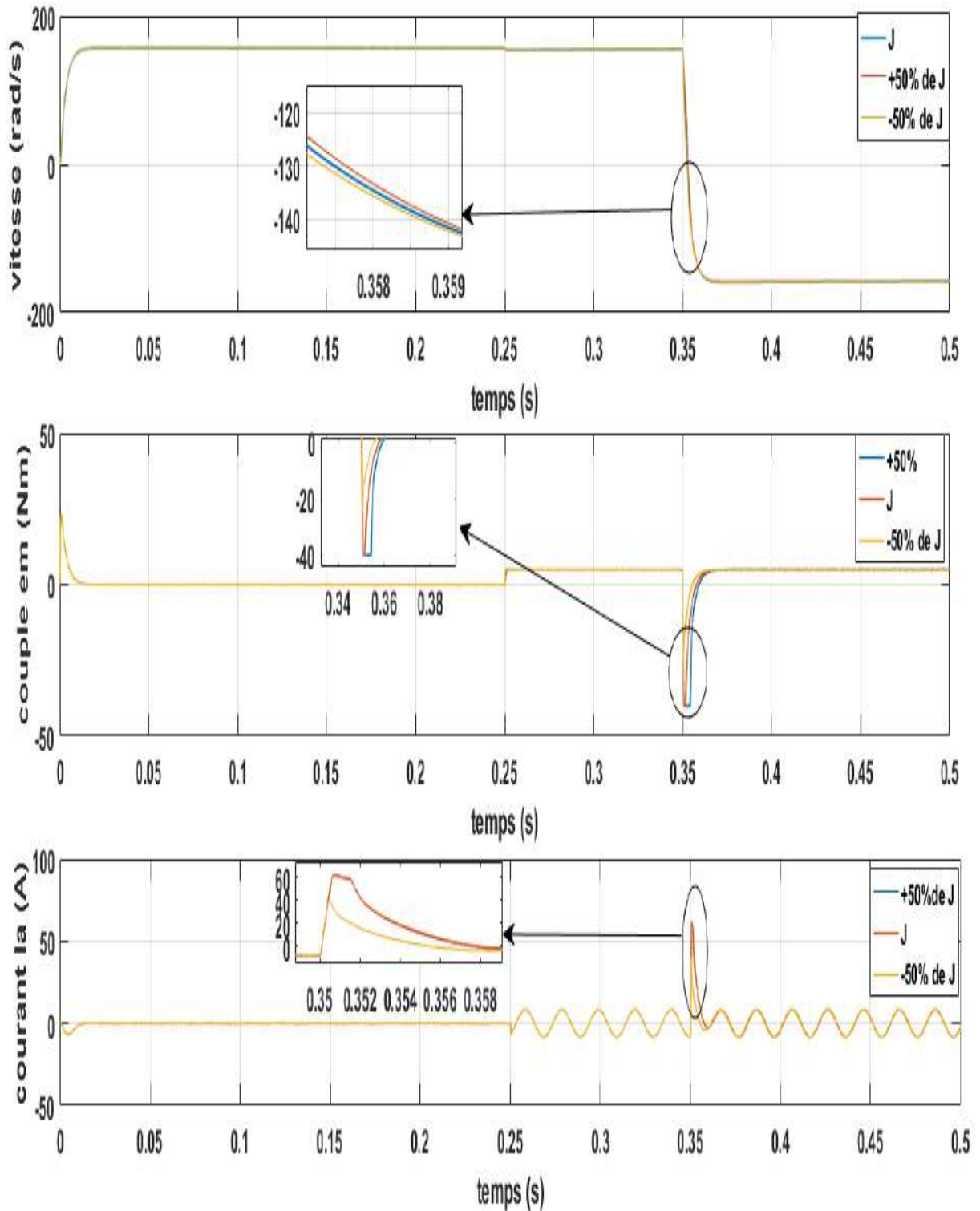


Figure. II.6 : Résultats de simulation lors des variations de l'inertie J

III.3.2. Robustesse vis-à-vis la variation de la résistance R_s

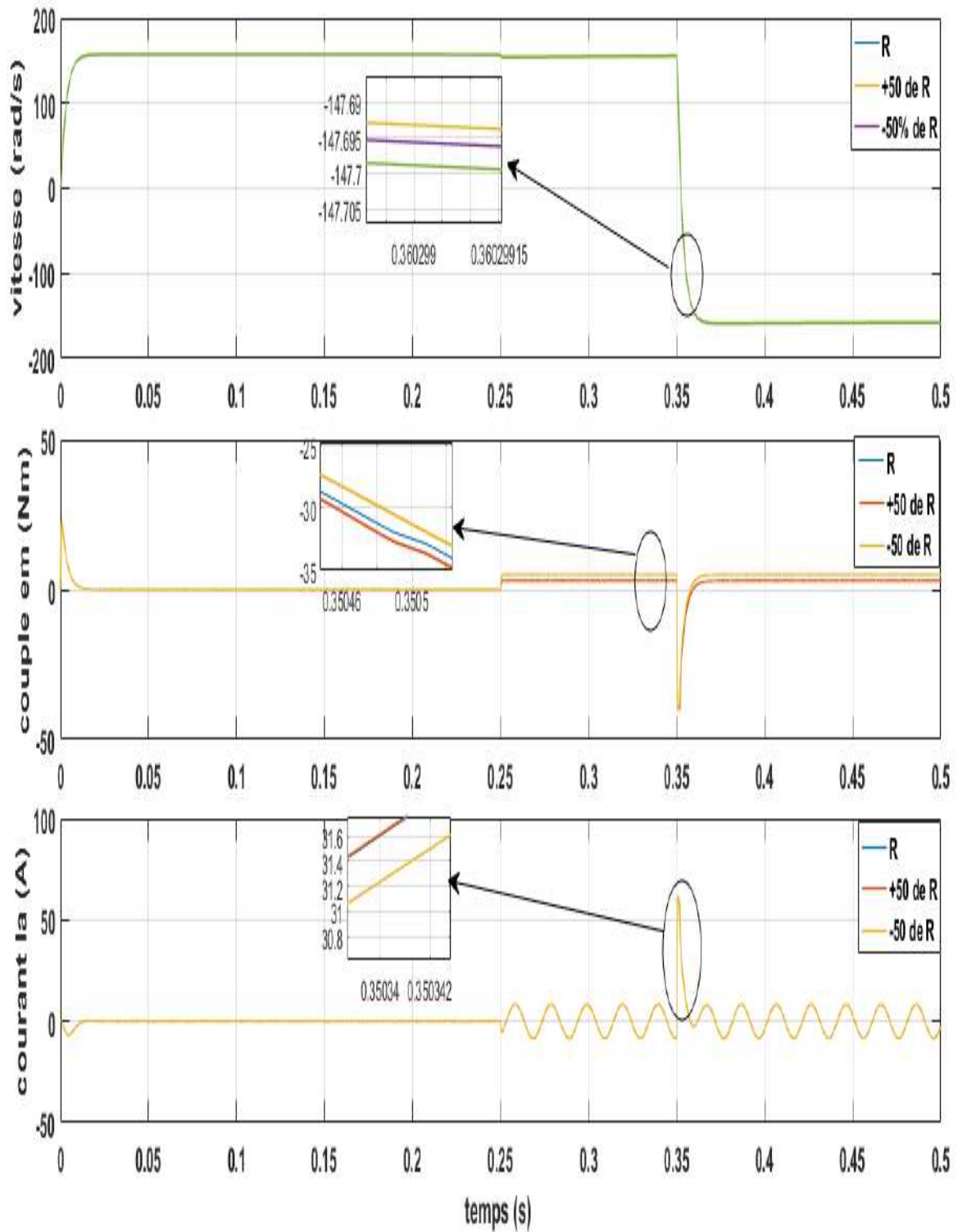


Figure. III.7: Résultats de simulation lors des variations de la résistance R_s

III.3.3. Robustesse vis-à-vis le fonctionnement en basse vitesse

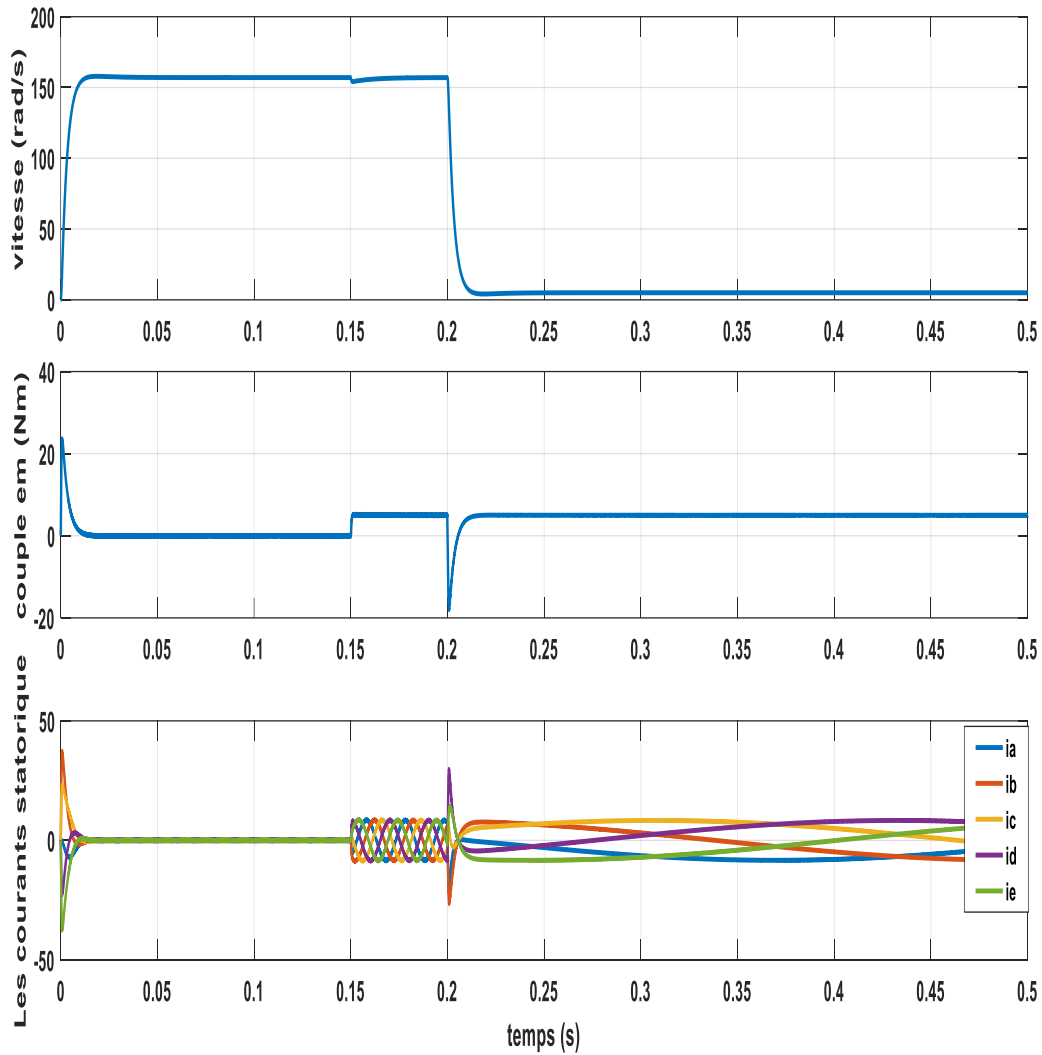


Figure. III.8 : Résultats de simulation lors du fonctionnement en basse vitesse

III.3.4. Interprétation des résultats

La figure (II.6), montre :

- Les différences d'inertie ont un effet sur la dynamique des vitesses
- Il y a de petites différences dans le couple électromagnétique

La figure (II.7), montre :

- Les différences de résistance du stator n'affectent pas de manière significative la dynamique de la vitesse ni sur le comportement d'autres grandeurs

La figure (II.8), montre :

Changer la vitesse d'une grande valeur à une petite valeur n'affecte pas la fiabilité de son contrôle. Quant à la charge, il y a un effet mais pas de manière significative, il en est de même pour le courant.

Par conséquent, les résultats obtenus montrent le manque de robustesse du contrôle par rapport aux différences Paramètres électriques (résistance et inertie).

Conclusion

Le contrôle vectoriel du modèle non linéaire et duplex permet d'obtenir uniforme séparée simple ; Garantie de contrôle simple de la vitesse du rotor. Résultats A partir des simulations obtenues, nous avons permis de vérifier l'efficacité de la lutte anti vectorielle Le MSAP5PH est alimenté par un onduleur de tension à 5 bras.

À partir de ces résultats également, nous avons constaté que la modification des paramètres de la machine ne permet pas un réglage fin Vitesse effective en régime transitoire. En fait, la courbe de vitesse apparaît Dépassement au démarrage ainsi qu'à l'inversion du sens de rotation

Conclusion générale

Les machines synchrones polyphasées offrent une alternative intéressante qui réduit les contraintes appliquées aux commutateurs du commutateur ainsi qu'aux bobinages de la machine. En effet, il permet de répartir la puissance, de réduire la capacité et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple. Enfin, son grand nombre de phases apporte une fiabilité accrue en permettant une ou plusieurs opérations ou étapes incorrectes. Ces avantages nous ont amenés à étudier ce type de machine afin de voir le comportement de la machine lorsqu'elle est commandée par commande vectorielle.

Le travail présenté dans cette étude porte sur la commande vectorielle dans une machine synchrone à aimants permanents à cinq phases. Au terme de ce travail, nous avons examiné les résultats obtenus et identifié d'éventuelles perspectives d'avenir.

Nous avons commencé par donner un aperçu des machines polyphasées, et en particulier nous avons étudié un modèle de machine synchrone à aimants permanents à cinq phases connectées à un onduleur de tension contrôlé par la technologie MLI. La modélisation de machines simultanées est basée sur la transformée de Park, qui permet de simplifier les équations des machines électriques. Dans les convoyeurs en dirigeant le flux de la partie mobile d'une machine synchrone à aimants permanents à cinq phases. D'autre part, pour régler la vitesse d'une machine à cinq phases, deux types de régulateurs ont été utilisés, IP et PI.

Nous avons construit un modèle d'appareil à l'aide de MATLAB / SIMULINK et afin d'étudier et d'analyser les résultats obtenus, nous pouvons dire qu'il prouve clairement la validité du modèle de Park et identifie la différence de propriétés des matériaux, la séparation entre le couple et le débit, là le rendement est très satisfaisant pour les régulateurs, IP et PI en présence d'une charge gênante et rotation inverse.

Au vu de la validité positive de cette commande, nous avons testé sa pérennité en modifiant les valeurs des paramètres de la machine électrique ; On peut conclure d'après les résultats obtenus au cours du travail que les performances du système dépendent fortement des choix des valeurs numériques des paramètres de la machine électrique.

Ce travail, nous a permis d'une part de connaître les principes de base nécessaires pour l'étude et la simulation d'un système électromécanique complexe, et d'autre part, il a

Servi à enrichir notre connaissance notamment sur la modélisation et la commande de la Machine synchrone à aimants permanents à cinq phases. Enfin, nous estimons

que le présent travail peut être l'origine de nombreux axes de recherche envisageable sen perspective. On peut citer entre autres :

- La combinaison des réseaux de neurones avec les techniques flous,
- La commande par mode glissant,
- La commande adaptative floue

Références

Bibliographiques

Bibliographie

- [1] : Xavier Kestelyn, "*Modélisation vectorielle multi machines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasé*", Thèse de Doctorat, Université de Lille 1, 2003.
- [2] : Jaque Degauque, "*Aimant permanents, Matériaux et applications*", Technique d'Ingénieur, Volume D 2.I, 1999.
- [3] : MECHIKI ABDELMOUNAIME, "*COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE POLYPHASEE*", Mémoire MASTER ; UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2019.
- [4] : Z. MED NABIL, M. MED TEDJANI, "*Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double stator*" Mémoire de Master, Université Larbi Ben M'Heidi - Oum El Bouaghi ,2018.
- [5] : B. Omar "*COMMANDE FLOUE D'UNE MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS A CINQ PHASES*", Mémoire MASTER, UNIVERSITE DE M'SILA, 2014.
- [6] : D. Abdelhak_ B. Mustapha "*Etude et modélisation d'une machine asynchrone à 5 phases*" Mémoire MASTER ; HIGHER SCHOOL IN APPLIED SCIENCES --T L E M C E N -- ,2020.
- [7] : Thabet _S. Noureddine "*COMPARAISON DES PERFORMANCES DES REGULATEURS PI ET FLOUS APPLIQUES SUR LA MACHINE PENTAPHASEE*" MEMOIRE DE MASTER ; UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA, 2020.
- [8] : R. M'hème "*Modélisation des moteurs asynchrones polyphasés, dédiée au diagnostic de courts-circuits inter-spires. Application aux moteurs pentaphasé et double étoile*", Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou ,2008.
- [9] : BEN HALIS MOHAMED, FAR SAMIR, "*Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande de la machine asynchrone pentaphasé*", Mémoire MASTER, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA, 2020

-
- [10] : A. Salim, B. Abdelbari "*Commande de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) par les réseaux de neurones artificiels*", Mémoire MASTER, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 2019.
- [11] : Z. MED NABIL, M. MED TEDJANI "*Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double stator*", MEMOIRE Master, Université Labri Ben M'Hidi-Oum El-Bouaghi, 2018.
- [12] : S. Déni "*COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS*", Mémoire de Master, Université SAAD DAHLAB de BLIDA, 2016.
- [13] : Docteur M. S. Merzoug "*COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP EN UTILISANT LA TECHNIQUE MLI VECTORIELLE*", Université Labri Ben M'Hidi-Oum El-Bouagh, 2021.
- [14] : A. ABD ELMALEK, O. BOUDINA Ibrahim "*Commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation basée sur la logique floue*" Mémoire MASTER, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2021.
- [15] : Mebarki Linda, Bensetti Amel, "*Optimisation De La Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone Double Étoile (MASDE)*", Mémoire MASTER, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 2020.
- [16] : [HADJ LARBI ELYAMINE, BEN YAHIA SABAH, "*COMMANDE EN POSITION ET EN VITESSE D'UN MOTEUR SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS*", Mémoire MASTER ; UNIVERSITE DE M'SILA, 2011.
- [17] : BERRABAH Ahmed Bahaeddine et HAMZA Oussama, "*Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent*", Mémoire Master, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2018.
- [18]: F. Mehedi, L. Nezli, M.O. Mahmoudi, and R. Taleb, "*Robust speed control of five-phase permanent magnet synchronous motor using super-twisting sliding mode control*", Department of Electrical Engineering, Hassiba Benbouali University of Chlef, 2017.

Annexe

A1. Paramètres de la machine

Les paramètres de la machine synchrone pentaphasé (MSAP) utilisés dans ce mémoire sont les suivants :[18].

- La puissance nominale : $P_n = 3kw$
- La tension nominale efficace : $V_n = 380V$
- Inductance statorique: $L_d = 0.0021H$
- Inductance statorique: $L_q = 0.0021H$
- Résistance statorique: $R_s = 3.6\Omega$
- Numbers de pairs de pôles : $P = 2$
- Flux nominal: $\Phi_n = 0.12Web$
- Coefficient de frottements visqueux : $f = 0$
- La frequency nominal: $F_n = 50H$
- Moment d'inertie : $J_n = 0.0011Kg/m^2$

A2. Paramètres des régulateurs

<i>Paramètres</i>	K_i	K_p
Régulateurs		
Régulateur de vitesse	150	1.654321256
Régulateur de courant (I_q)	20	21.6
Régulateur de courant (I_d)	20	21.6