

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université Abou Bekr Belkaid - Tlemcen



Faculté de Technologie

Département de Génie Electrotechnique et Electronique

Mémoire de Master

Spécialité : Electrotechnique

Option : Commande des Machines Electriques

Présenté par :

ZEGHOUDI Souhila

COMMANDE PAR PASSIVITE DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANANTS

Soutenu le: 15/06/2015 devant la commission d'examen composée de :

Président :	M ^r S.M.MELIANI	Maitre de conférence 'B'	U.A.B.Tlemcen
Examineur :	M ^r M.C.BENHABIB	Maitre de conférence 'B'	U.A.B.Tlemcen
Examineur :	M ^r M.CHABANE	Maitre-assistant 'A'	U.A.B.Tlemcen
Encadreur :	M ^r A. BELBACHIR	Maitre-assistant 'A'	U.A.B.Tlemcen

Année universitaire : 2014 - 2015

Résumé

L'objectif de ce travail est de présenter une technique récente de la commande basée sur la passivité de la machine synchrone à aimants permanents, alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux.

La première partie de cette étude, a été consacrée une généralité sur la machine synchrone à aimants permanents. La deuxième partie, concerne la modélisation et simulation de la machine synchrone à aimants permanents associée à l'onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion MLI. La troisième partie, à été consacrée à la commande vectorielle de la MSAP, cette commande a permet de simplifier considérablement le modèle, La quatrième partie, à été présenté une nouvelle méthode de synthèse d'une loi de commande non linéaire pour la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Cette loi de commande est basée surla passivité en utilisant le principe de l'assignation de l'interconnexion et de l'amortissement (IDA-PBC).

Mots clés: Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), MLI sinus-triangle, Commande vectorielle, Passivité, Hamiltonien commandé par port, IDA-PBC.

Abstract

The objective of this work is to present a new technique of control based on the passivity of the permanent magnet synchronous generator, powered by a voltage inverter with two levels.

The first part of this study, focused on a general permanent magnet synchronous generator. The second part concerns the modeling and simulation of the permanent magnet synchronous generator associated with the voltage of the PWM inverter controlled by pulse width modulation technique. The third part was devoted to the vector control of PMSM, this command can greatly simplify the model, the fourth party, was presented a new method of synthesis of a nonlinear control law for synchronous machine Permanent magnets (MSAP). This control law is based on the passivity using the principle of assigning interconnection and amortization (IDA-PBC).

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) PWM sine-triangle, vector control, passivity, Hamiltonian controlled port, IDA-PBC

Dédicaces

Je dédie ce travail

A mes parents, pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études, ainsi pour tout ce qu'ils ont fait pour moi.

Ils se sont beaucoup sacrifiés pour m'offrir toutes les conditions nécessaires afin que je puisse devenir ce que je suis;

A mon frère, et mes sœurs ;

A mes cousines ;

A tout ma famille ZEGHOUDI et MADOURI.

A mes amies et mes collègues : Amaria, Nawel, Fatima T, Rahma T, Amina, Fatima B, Sarah, Mehdi, Hamid et Mokhtar.

A mes professeurs de

A tous mes camarades de la promotion commande de machine électrique 2014/2015.

Z. Souhila

Remerciements

Avant tout chose, je remercie Dieu le tout puissant, qui a rendu cet ouvrage possible

Je remercie Monsieur A.BELBACHIR, je tiens à le remercier pour m'avoir encadré et en particulier pour son soutien, ses conseils et sa patience. Son expérience et sa connaissance ont contribué à ma formation scientifique.

Je remercie les membres de jury :

Monsieur S.M. Meliani, Maître conférence à la Faculté de Technologie de l'Université Abou-BekrBelkaid de Tlemcen pour avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire. Qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance et de mon respect.

Monsieur M.C. Benhabib, Maître conférence à la Faculté de Technologie de l'Université Abou-BekrBelkaid de Tlemcen, pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux en acceptant d'évaluer ce mémoire et d'être membre du jury.

Monsieur M. Chabane, Maître-assistant à la Faculté de Technologie de l'Université Abou-BekrBelkaid de Tlemcen, pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux en acceptant d'évaluer ce mémoire et d'être membre du jury.

Je remercie que toutes les personnes ayant contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail et à l'impression de ce mémoire, trouvent ici le témoignage de ma profonde reconnaissance, je les remercie vivement pour leur aide précieuse et pour avoir mis à ma disposition leur expérience.

Sommaire

Résumé.....	i
Avant-propos.....	ii
Sommaire.....	iv
Liste des figures.....	x
Nomenclature.....	xiii
Glossaire.....	xvi
INTRODUCTION GENERALEErreur ! Signet non défini.
 <u>CHAPITRE I</u> GENERALITE SUR LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents	3
I.3 Les avantages et les inconvénients.....	4
I.3.1 Les avantages	4
I.3.2 Les inconvénients.....	5
I.4 Domaines d’application.....	5
I.5 Principe de l’autopilotage des machines synchrones.....	5
I.6 Modélisation de la MSAP.....	6
I.6.1 Mise en équation de la machine	7

I.6.1.1	Les équations électriques	7
I.6.1.2	Les équations mécaniques	8
I.7	Modélisation de la MSAP dans le repère de Park (d,q)	9
I.7.2.1	Equations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère dq	11
I.7.2.2	Equation mécanique	11
I.7.2.3	Equation de la puissance et du couple électromagnétique	11
I.7.3	Mise sous forme d'équations d'état	12
I.8	Conclusion	13
 <u>CHAPITRE II</u> MODÉLISATION ET SIMULATION ONDULEUR-MSAP 		
II.1	Introduction	14
II.2	Système d'alimentation.....	14
II.2.1	Modélisation de redresseur triphasé double alternance à diodes	15
II.2.2	Modélisation du filtre de la tension redressée.....	16
II.3	Onduleur de tension triphasé.....	17
II.3.1	Types de l'onduleur	17
II.3.2	Modélisation de l'onduleur de tension.....	17
II.4	Différents type de commande des interrupteurs	19
II.5	Modulation de largeur d'impulsions (MLI)	19

II.6 Stratégies du Commande des onduleurs	20
II.6.1 Modulation de largeur d'impulsion Sinus-Triangle	20
II.6.2 Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis	23
II.6.3 MLI vectorielle	24
II.7. résultats de simulation de la MSAP en charge	25
II.8 Interprétations des résultats.....	26
II.9 Conclusion.....	27
<u>CHAPITRE III</u> COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS	
III.1 Introduction	28
III.2 principe de la commande vectorielle.....	28
III.3 Commande vectorielle de la MSAP	29
III.3.1 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	29
III.4 Découplage	30
III.4.1 découplage par compensation.....	31
III.5 Calcul des régulateurs	33
III.5.1 régulation du courant <i>Id</i>	33
III.5.2 régulation du courant <i>Iq</i>	34
III.5.3 régulation de la vitesse	35

III.5.4 limitation de courant.....	35
III.6 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	36
III.7 Interprétation des résultats.....	41
III.8 teste de robustesse.....	42
III.9 Conclusion	46
 <u>CHAPITRE IV</u> COMMANDE PAR PASSIVITE DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS	
IV.1 Introduction.....	47
IV.2 Principes de la dissipativité.....	47
IV.3 Exemple de système passif: le circuit RLC série.....	48
IV.4 définition de la passivité	49
IV.5 Propriétés des systèmes passifs	49
IV.5.1 Interconnexion de systèmes passifs.....	49
IV.5.2 <i>Lemme</i> de Kalman-Yacubovich-Popov(KYP)	50
IV.6 Stabilité des systèmes passifs	51
IV.6.1 Détectabilité d'état Zéro(ZSD).....	51
IV.6.1.1 <i>Théorèmes</i>	51
IV.7 Méthodes de synthèse de loi de commande par passivité.....	52

IV.7 .1	Assignment d'interconnexion et d'amortissement (IDAPBC).....	52
IV.8	Application de la commande basée sur La passivité pour le contrôle de la MSAP .	54
IV.8.1	Rappel du modèle de Park de la MSAP	54
IV.8.2	Contrôleur IDA-PBC.....	55
VI.9	Résultats de simulation de la commande par passivité de MSAP	56
IV.10	Interprétation des résultats de simulation.....	57
IV.11	Test de robustesse	58
IV.12	Étude comparative.....	59
IV.13	Concluions	60
	CONCLUSIONS GENERALES.....	61
	Référence bibliographique	
	Annexe A	
	Annexe B	

Liste des figures

Figure I. 1 Les différents types de rotor	4
Figure I. 2 Schéma de principe de l'autopilotage de MSAP	6
Figure I. 3 Schéma équivalent de la MSAP dans le référentiel a, b, c et référentiel d, q	7
Figure I. 4 Machine équivalente au sens de Park	9
Figure I. 5 Repère (abc) - repère $(\alpha\beta)$	10
Figure I. 6 Schéma bloc de la MSAP alimentée en tension	13
Figure II. 1 Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et son alimentation	15
Figure II. 2 Redresseur triphasé double alternance à diodes	15
Figure II. 3 Le filtre passe bas	16
Figure II. 4 Schéma d'un onduleur de tension triphasé	18
Figure II. 5 Génération des signaux de commande MLI sinus-triangle de l'onduleur	21
Figure II. 6 Tension V_a de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique avec $m=16$ $r=0.5$, $THD= 82.96\%$	21
Figure II. 7 Tension V_a de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique avec $m=16$, $r=0.6$. $THD=136.02\%$	22

Figure II. 8 Tension V_a de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique avec $m=7.96$, $r=0.6$. $THD=142.77\%$	22
Figure II. 9 Illustration de la bande de courant à hystérésis.....	23
Figure II. 10 Principe de MLI vectorielle.....	24
Figure II. 11 Démarrage du MSAP en charge alimenté par un onduleur de tension commandé par MLI Sinus-Triangle.....	26
Figure III. 1 Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'.....	30
Figure III. 2 Description des couplages.....	31
Figure III. 3 Découplage par compensation.....	32
Figure III. 4 Commande découplée.....	32
Figure III. 5 Boucle de régulation du courant I_d	33
Figure III. 6 Boucle de régulation du courant I_q	34
Figure III. 7 Boucle de régulation de la vitesse.....	35
Figure III. 8 Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant.....	36
Figure III. 9 Régulateur PI avec anti-windup.....	36
Figure III. 10 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 230 rad/s.....	37

Figure III. 11 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivie d'une perturbation du couple de charge à $t=0.2s$ pour une consigne de vitesse de 230 rad/s	39
Figure III. 12 Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 230rd/s avec l'inversion de la consigne (-230 rd/s)	40
Figure III. 13 Résultats de simulation lors d'une variation de consigne et de couple de charge.....	41
Figure III. 14 Résultats de simulations sans onduleur lors des variations de R_s et (L_d, L_q) ..	43
Figure III. 15 Résultats de simulations avec onduleur lors des variations de R_s et (L_d, L_q)	46
Figure IV. 1 Circuit RLC série.....	48
Figure IV. 2 Interconnexions des systèmes passifs	50
Figure IV. 3 Représentation de la vitesse et de la vitesse de contrôleur IDA-PBC.....	56
Figure IV. 4 Représentation de couple pour le contrôleur IDA-PBC.....	57
Figure IV. 5 Représentation de courant I_q de contrôleur IDA-PBC	57
Figure IV. 6 Résultats de simulation lors des variations de R_s	58
Figure IV. 7 Résultats de simulation lors des variations de L_d et L_q	59
Figure IV. 8 Les résultats de simulation de la MSAP pour les deux techniques	59

Nomenclature

Les principales notations et abréviations utilisées dans ce mémoire sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique.

Grandeurs

Symboles	Significations	Unités
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés	
d, q	Axes du référentiel de Park	
α, β	Axes du référentiel statorique	
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator	
R_s	Résistance de l'enroulement statorique	Ω
V_s	Tension statorique	V
$V_{s_a}, V_{s_b}, V_{s_c}$	Tension statorique de la phase a, b ou c	V
V_d, V_q	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q	V
U	Valeur moyenne de la tension u	V
$i_{s_a}, i_{s_b}, i_{s_c}$	Courant statorique de la phase a, b ou c	A
i_d, i_q	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q	A
I	Valeur moyenne du courant i	A
L_s	Inductance cyclique statorique par phase	H

L_d	Inductance sur l'axe d	H
L_q	Inductance sur l'axe q	H
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux saturique de la phase a, b ou c	Wb
φ_f	Flux crée par les aimants au rotor	Wb
Ω_r	Vitesse de rotation de rotor	rad/s
ω	Pulsation électrique	rad/s
p	Nombre de paires de pôles	
J	Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur	kg.m ²
f	Coefficient de frottement	N.s/rad
C_{em}	Couple électromagnétique	N.m
C_r	Couple résistant (Couple de charge)	N.m
$P(\theta)$	Transformation de Park	
C	Transformation de Clarck	
K_{id}, K_{pd}	Coefficients intégral et proportionnel du régulateur du courant d'axe d	
K_{iq}, K_{pq}	Coefficients intégral et proportionnel du régulateur du courant d'axe q	
$K_{i\Omega}, K_{p\Omega}$	Coefficients intégral et proportionnel des régulateurs de vitesse PI	
g^\perp	Matrice orthogonale	
H	Hmiltonien	

H_d	Hamiltonien désiré
J	Matrice d'interconnexion
J_d	Matrice d'interconnexion désiré
R	Matrice d'amortissement
R_d	Matrice d'amortissement désiré

Glossaire

Acronyme	Signification
MCC	Machine à Courant Continu
MSAP	Machine Synchrone à Aimant Permanent
FEM	Force Electromotrice
MLI	Modulation du Largeur d'Impulsion
PI	Proportionnel et Intégrale
FOC	Field Oriented Control
PBC	Commande Basé sur la Passivité
AID	Assignation de l'Interconnexion et d'Amortissement
PCH	Hamiltonien Commandé par Port
PBC-AID	Commande Basé sur la Passivité avec Assignation de l'Interconnexion et d'Amortissement
KYP	Kalman-Yacubovich-Popov

INTRODUCTION GENERALE

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, les machines à courant continu (MCC) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit.

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années, plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances.

La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteur, entraînement à vitesse variable...etc.). Mais le modèle du moteur synchrone à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison que sa commande est plus complexe que celle d'une MCC.

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis. Ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable, est nécessaire.

Dans l'étape de synthèse de la commande, le concept d'énergie est incorporé naturellement par le concept de passivité. La théorie de la passivité est un concept important de l'automatique pour l'analyse et pour la commande des systèmes dont certaines caractéristiques entrée-sortie sont établies en termes de critères énergétiques.

La commande basée sur la passivité (PBC) est une commande non linéaire, C'est une méthode de conception qui, à partir des propriétés de passivité du système, propose un contrôleur qui transforme le système en un autre système passif ayant une fonction

d'énergie différente (façonne). Afin de stabiliser un point d'équilibre, on choisit une fonction d'énergie positive définie pour qu'elle agisse comme une fonction de Lyapunov. Procédure est connue comme façonnement de l'énergie (energyshaping) et injection d'amortissement (damping injection).

Il est bien connu, que pour stabiliser certains systèmes sous-actionnés, ainsi que la plupart des systèmes électriques et électromécaniques, il est nécessaire de modifier la fonction d'énergie totale.

Notre mémoire a pour objet l'étude de la commande par passivité de la machine synchrone à aimant permanent.

Dans le premier chapitre sera consacré à la modélisation détaillée de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère (a,b,c) puis à l'aide de la transformation de Park on obtient le modèle dans le repère (d,q), cette étape est primordiale car, elle permet non seulement une meilleure connaissance de la machine mais aussi prépare efficacement le terrain à l'application des lois de commande que nous souhaitons mettre en place et elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électriques.

Le deuxième chapitre consacré à la modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande MLI. Ce chapitre se termine par la simulation et les résultats de simulation obtenus.

Le troisième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type *PI*.

Le quatrième chapitre consacré au façonnement de l'énergie totale avec la procédure classique de la PBC n'est pas possible. En effet, cette méthode, dans laquelle on sélectionne la fonction de stockage puis on conçoit la commande qui rend la fonction de stockage décroissante le long des trajectoires du système (cette approche est clairement une réminiscence des méthodes standards de Lyapunov), détruit la structure physique du système, la boucle fermée n'est plus un système lagrangien. De plus, la fonction de stockage n'est pas une fonction d'énergie. Pour résoudre ce problème, une nouvelle méthodologie d'élaboration de la commande basée sur la passivité appelée Assignation d'Interconnexion et d'Amortissement (AID) a été développée.

Finalement une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire.

CHAPITRE I

GENERALITE SUR LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANANTS

I.1 Introduction

L'augmentation toujours croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable, est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif. Ceci est du grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul.

Le moteur synchrone à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un méga Watt, est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terres rares. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé [AME 05].

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents par la transformation de Park. Puis une démonstration des résultats de simulation indiquant la validation du modèle utilisé est aussi présentée.

I.2 Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. 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 rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.

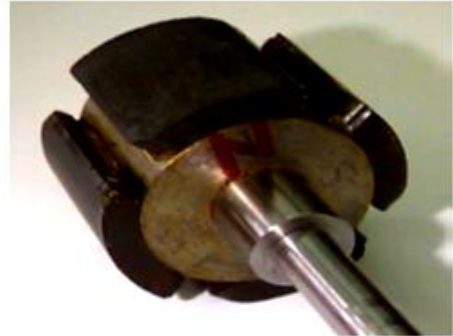
Le moteur synchrone est constitué de deux parties, partie fixe ou stator soutenant des enroulements constituant l'induit, et un partie mobile ou rotor constituant l'inducteur.

- Le stator : partie fixe de la machine, est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° , logés dans les encoches du circuit magnétique fixe.
- Le rotor ou roue polaire : partie mobile de la machine, est réalisé par un circuit magnétique comportant des aimants permanents disposés comme indiqué sur la figure(I.1). La roue polaire est conçue soit à pôles lisses ou à pôles saillants.

La figure(I.1) présente les différents types de rotor.



a).Rotor à pôles lisses



b).Rotor à pôles saillants

Fig I. 1: Les différents types de rotor

- Rotor à pôles lisses :

-Les aimants permanents sont collés à la surface du rotor.

- Rotor à pôles saillants :

-Les aimants sont enterrés dans le rotor.

I.3 Les avantages et les inconvénients

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

I.3.1 Les avantages

On cite les avantages suivants [AME 05] [ABD00] [HOU 13] :

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

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

I.3.2 Les inconvénients

Comme inconvénients on indique [AME 05] [REM13]:

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

I.4 Domaines d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires)[AME 05], ainsi le moteur synchrone est plus utilisé dans plusieurs applications comme[HEM00]:

- Les automobiles
- Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- les équipements de technologie de l'information (DVD driver).
- les servomoteurs.
- les applications robotiques.
- la production d'électricité.
- les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
- les machines-outils.
- Etc...

I.5 Principe de l'autopilotage des machines synchrones

La fréquence des courants au stator est asservie à la rotation du rotor de manière à maintenir le synchronisme entre le champ créé par les courants du stator et le moment magnétique du rotor. Il en découle que le champ statorique "tourne" à la vitesse du rotor. A l'arrêt du rotor, le champ statorique est immobile; c'est le principe de l'autopilotage[RAM13].

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant ou peu variable le décalage angulaire entre les FEM de celle-ci et les courants statoriques. Avec cette condition le couple électromagnétique développé par la machine peut être contrôlé et une boucle d'asservissement de position ou de vitesse peut être réalisée autour de la boucle de commande du couple de la machine. Pour réaliser cette tâche, le synchronisme de la machine de la machine doit être contrôlé par un capteur de position lié au rotor. Cela permet d'imposer le courant ou la tension qu'il faut afin d'assurer le contrôle du couple de la machine [RAM13].

La figure(I.2) ci-dessous représente le schéma de principe de l'autopilotage :

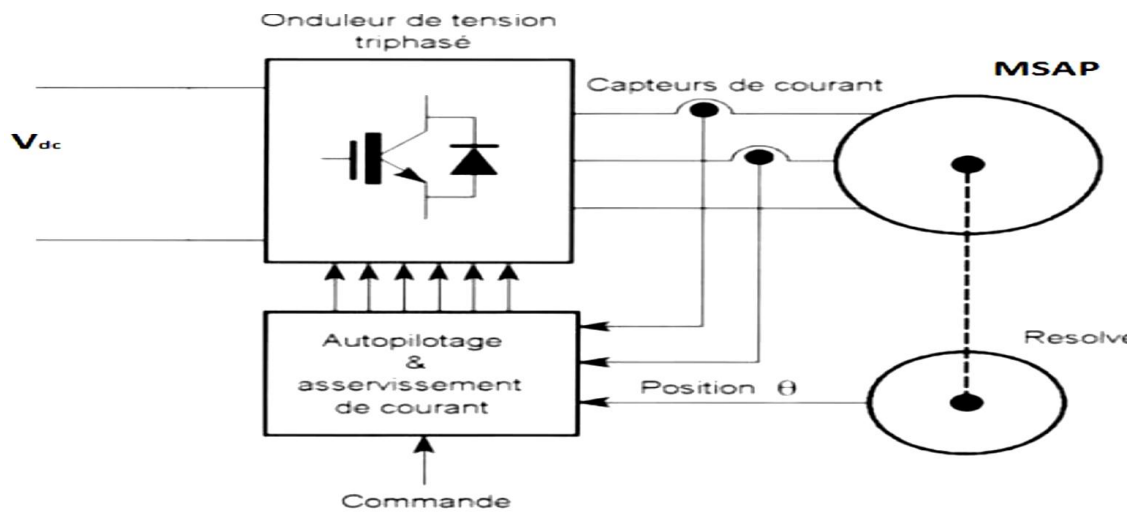


Fig I. 2: Schéma de principe de l'autopilotage de MSAP

I.6 Modélisation de la MSAP

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement [MOU07].

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents est nécessaire pour l'étude de la commande dans les différents régimes de fonctionnements permanent et transitoire [HEM00].

Avant de développer le modèle mathématique nous nous imposons quelques hypothèses :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- Les f.é.m. Sont sinusoïdales.
- l'effet de la température sur les résistances est négligeable.
- entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable.
- L'hystérésis et courant de Foucault négligeables.

I.6.1 Mise en équation de la machine

Le modèle mathématique de la MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique. Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

I.6.1.1 Les équations électriques

La figure (I.3) représente les enroulements pour la machine synchrone à aimant permanent.

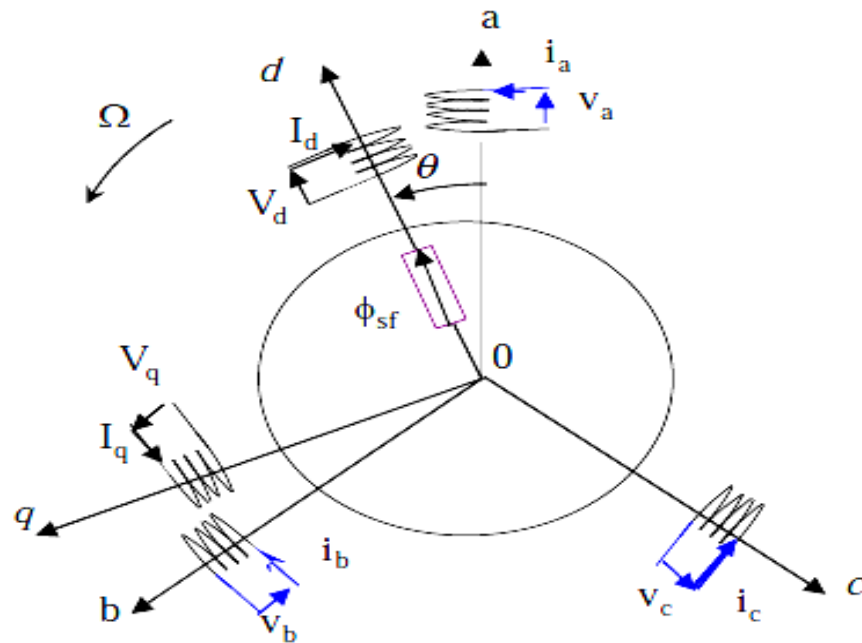


Fig I. 3:Schéma équivalent de la MSAP dans le référentiel a, b, c et référentiel d, q

- Expression des tensions statoriques :

$$[V_{abc}]_s = [R_s] \cdot [i_{abc}]_s + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}]_s \quad (I.1)$$

- Expression des flux statoriques :

$$[\varphi_{abc}]_s = [L_s] \cdot [i_{abc}]_s + [\varphi_{fabc}] \quad (I.2)$$

Avec :

$[V_{abc}]_s = [V_a V_b V_c]^T$: vecteurs tensions statoriques

$[i_{abc}]_s = [i_a i_b i_c]^T$: vecteurs courants statoriques

$[\varphi_{abc}]_s = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T$: vecteurs flux statoriques

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

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

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

$$[\varphi_{fabc}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} : \text{vecteur flux engendré par l'aimant}$$

Où :

θ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega dt \quad (\text{I.3})$$

$$\text{et : } \omega = p\Omega_r \quad (\text{I.4})$$

Avec :

ω : La pulsation électrique.

p : Le nombre de paires de pôle.

Ω_r : La vitesse de rotation de rotor.

1.6.1.2 Les équations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega_r \quad (\text{I.5})$$

Avec :

C_{em} : Le couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Le couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du moteur.

I.6 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park (d,q)

Les équations obtenues dans le repère (a, b, c) sont non linéaires et couplées. Elles sont fonctions de la position du rotor θ . Ceci fait apparaître des difficultés pour la résolution du système. Pour simplifier ce problème, la plupart des travaux dans la littérature font appel à l'utilisation de la transformation de Park. Cette transformation, appliquée aux variables réelles (tension, courant, flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou de Park. Ceci peut être interprété comme étant une substitution des enroulements orthogonaux d'axe (d-q) tournant à une vitesse ω par rapport au stator (figure I.4), aux enroulements triphasés (a,b,c). Ce changement de repère rend les équations dynamiques de la machine plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

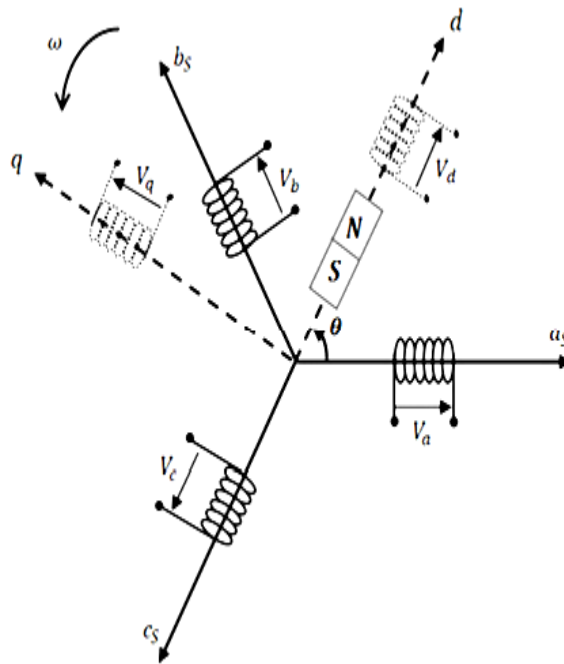


Fig I. 4: Machine équivalente au sens de Park

-Transformation de Park directe :

$$[X_{dqo}] = P(\theta)[X_{abc}] \quad (I.6)$$

Sachant que :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

-Transformation de Park inverse :

$$[X_{abc}] = P^{-1}(\theta)[X_{dqo}] \quad (I.8)$$

$$P^{-1}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

▪ **Principe de la transformation du Clarck**

La transformée de Clarke, donnée par la matrice [C], est utilisée. Le modèle diphasé est constitué de deux bobines perpendiculaires l'une par rapport à l'autre figure (I.5).

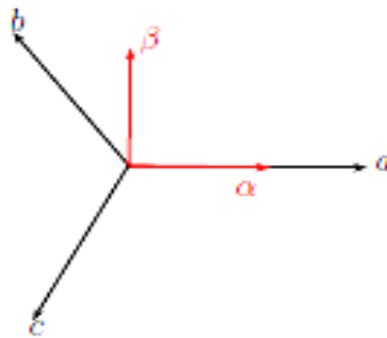


Fig I. 5: Repère (abc)- repère (αβ)

-Transformation directe : triphasé-diphasé

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [C][X_{abc}]$$

Avec :

$X_{\alpha\beta 0}$: représente le vecteur diphasé qui correspond au vecteur X_{abc} .

[C] : La matrice directe de Clarck, donnée par

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

-Transformation inverse : diphasé-triphasé

$$[X_{abc}] = [C]^{-1}[X_{\alpha\beta 0}]$$

Avec :

$[C]^{-1}$: La matrice inverse de Clarck.

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

On a choisi le coefficient pour les matrices de Park et Clarck afin de conserver l'amplitude pendant le passage entre les deux référentiels.

- **Passage du repère (α, β) au repère (d, q)**

Le passage des composantes (α, β) aux composantes (d, q) est donné par une matrice de rotation exprimée par :

$$[X_{dq}] = [R][X_{\alpha\beta}]$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$[R]$: Matrice de passage (α, β) au (d, q)

1.6.2.1 Equations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère dq

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Où :

- V_d, V_q sont les grandeurs tension dans le repère rotorique (d, q) ,
- i_d, i_q sont les grandeurs courant dans le repère rotorique (d, q) ,
- L_d, L_q l'inductance d'axe direct et en quadrature respectivement.

1.6.2.2 Equation mécanique

La conversion de l'énergie électrique en énergie mécanique dans les machines synchrones est régie par la relation suivante :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f\Omega_r) \quad (\text{I.11})$$

1.6.2.3 Equation de la puissance et du couple électromagnétique

Selon Park, l'expression de la puissance s'écrit comme suit :

$$P(t) = \frac{3}{2}(V_d i_d + V_q i_q) \quad (\text{I.12})$$

En remplaçant V_d , et V_q par leurs expressions il vient :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (i_d^2 + i_q^2) - \left(i_d \frac{d}{dt} \varphi_d + i_q \frac{d}{dt} \varphi_q \right) + \frac{d}{dt} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \right] \quad (\text{I.13})$$

D'où :

- $\frac{3}{2} [R_s (i_d^2 + i_q^2)]$: représente la chute de tension Ohmique (pertes par effet joule).
- $\frac{3}{2} \left[i_d \frac{d}{dt} \varphi_d + i_q \frac{d}{dt} \varphi_q \right]$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.
- $\frac{3}{2} \left[\frac{d}{dt} (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \right]$: représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_{em} = C_{em} \Omega \quad (\text{I.14})$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [\varphi_d i_q - \varphi_q i_d] \quad (\text{I.15})$$

En remplaçant φ_d et φ_q par leurs expressions il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_f i_q] \quad (\text{I.16})$$

Avec :

p : Nombre de paires de pôle.

I.6.3 Mise sous forme d'équations d'état

Considérons (V_d, V_q) et le flux d'excitation (φ_f) comme grandeurs de commande, les courants statorique (i_d, i_q) comme variable d'état et le couple C_r comme perturbation. Donc le modèle non linéaire d'état dans le repère tournant d-q est décrit par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \omega \frac{L_q}{L_d} i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \omega \frac{L_d}{L_q} i_d - \omega \frac{\varphi_f}{L_q} \\ \frac{P}{J} \varphi_f i_q - \frac{P(L_q - L_d)}{J} i_d i_q - \frac{f}{J} \Omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Le schéma fonctionnel de la MSAP est illustré par la figure suivante :

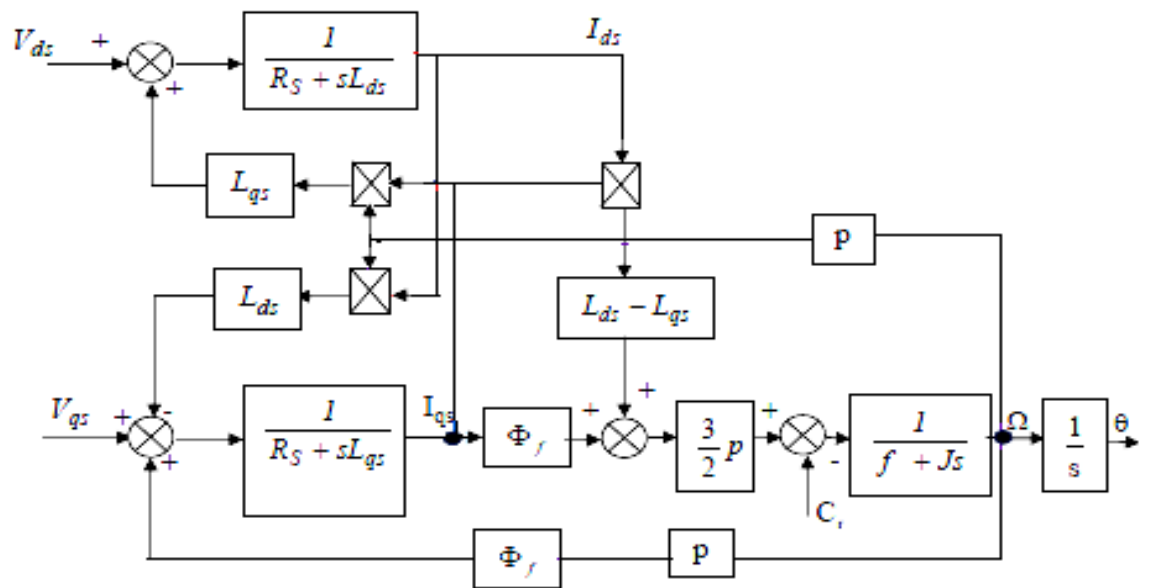


Fig I. 6: Schéma bloc de la MSAP alimentée en tension

I.9 Conclusion

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

Le chapitre suivant sera consacré à son alimentation par un Onduleur de tension, ceci afin d'assurer un fonctionnement à vitesse variable.

CHAPITRE II

MODELISATION ET SIMULATION ONDULEUR-MSAP

II.1 Introduction

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continu(DC) à la forme alternatif(AC) de système de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude variables.

Cependant, se posent plusieurs problèmes, généralement la forme des harmoniques d'ondes supérieures. Ces harmoniques ont un effet indésirable sur le comportement dynamique de la machine. Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. Le procédé le plus utilisé est la modulation de largeur d'impulsions(MLI).

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation de l'onduleur. Ensuite on simule le comportement de la MSAP associée à son alimentation (onduleur à MLI sinus-triangle).

II.2 Système d'alimentation

L'alimentation doit pouvoir fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique du moteur. Elle est généralement composée d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante, qui permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tension d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. Elle présente la solution adéquate pour le démarrage des moteurs synchrones qui ne peuvent avoir de couple hors synchronisme. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système : la machine synchrone associée à un convertisseur statique.

L'alimentation du MSAP constituée de deux étages qui sont connectés l'un à l'autre par un circuit intermédiaire constitué d'une inductance et/ ou d'un condensateur. Alimenté par un réseau triphasé, le premier étage est un redresseur et le deuxième étage est un onduleur de tension.

La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, d'une tension à amplitude et fréquence, imposées et constante. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MSAP [MOU 07].

La figure (II.1) illustre le schéma synoptique d'un MSAP et de son alimentation.

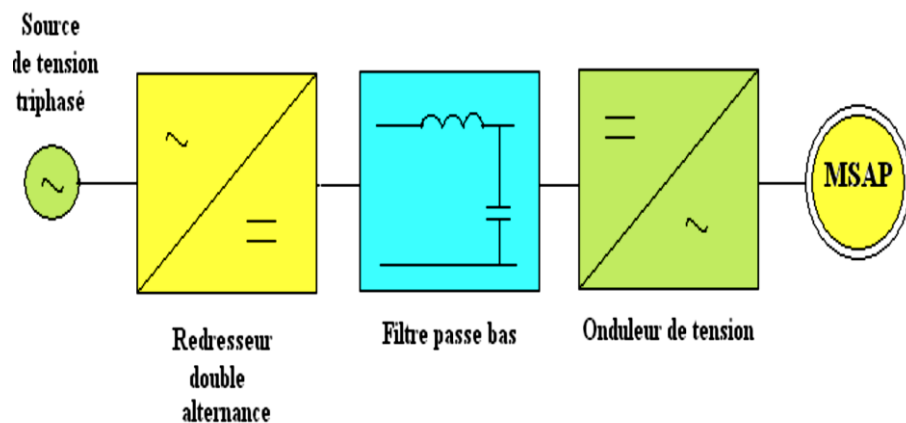


Fig II. 1:Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et son alimentation

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont [TAM 06]:

- ✓ Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- ✓ Une large plage de variation de vitesse.
- ✓ Des constantes de temps électrique et mécanique faibles.
- ✓ La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

II.2.1 Modélisation de redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur alternatif/ continu. Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative il est représenté par figure suivante :

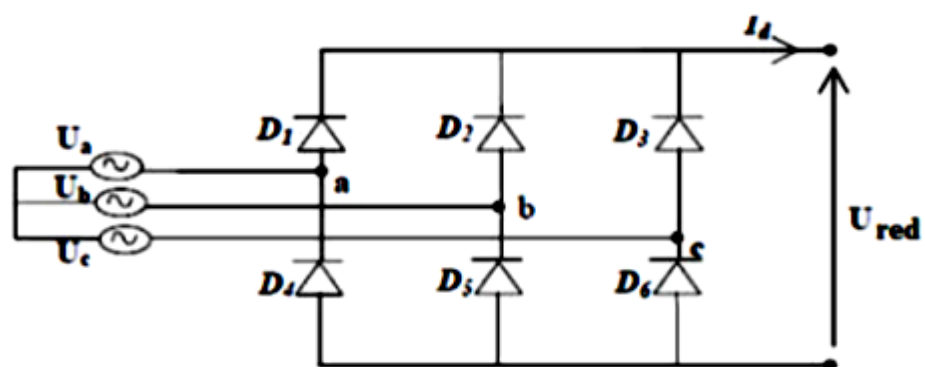


Fig II. 2:Redresseur triphasé double alternance à diodes

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode comme assurant l'aller du courant $i_d(t)$, D1, D2 et D3, et trois diodes à anode comme assurant le retour du courant $i_d(t)$, D4, D5 et D6. Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a(t) = v_m \sin(2\pi ft) \\ U_b(t) = v_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c(t) = v_m \sin(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Si l'effet de l'empiètement est négligé, la valeur instantanée de la tension redressé peut être exprimée par :

$$U_{red}(t) = \max(U_a(t), U_b(t), U_c(t)) - \min(U_a(t), U_b(t), U_c(t)) \quad (\text{II.2})$$

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{redmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (\text{II.3})$$

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage.

II.2.2 Modélisation du filtre de la tension redressée

Afin de réduire le taux de l'ondulation de cette tension redressée, on utilise un filtre passe bas(LC), caractérisé par les équations différentielles suivantes [AME 05].le schéma représentatif est donnée par figure (II.3).

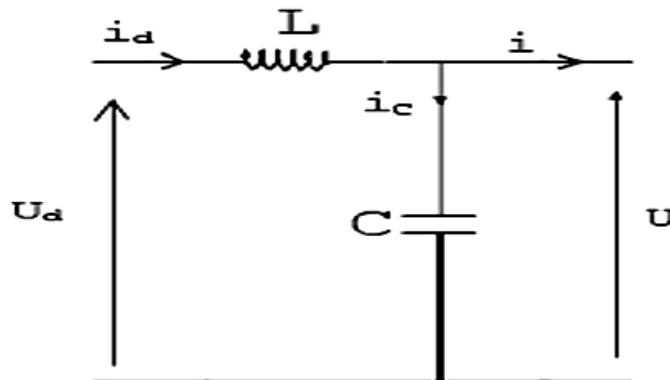


Fig II. 3:Le filtre passe bas

Les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} \frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L} [U_d(t) - U(t)] \\ \frac{dU(t)}{dt} = \frac{1}{C} [i_d(t) - i(t)] \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.

Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant i_d à travers la source de tension.

Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est [CHO 11] :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{II.5})$$

Le critère de minimisation des harmoniques de i_d et u conduit aux conditions suivantes sur le choix de L et C.

$$\omega_c \ll \omega \rightarrow \sqrt{LC} \cdot \omega \gg 1$$

$$i \ll i_c \rightarrow C\omega \gg \frac{I}{U}$$

Avec :

I : La valeur moyenne du courant i

U : La valeur moyenne de la tension u

ω : La pulsation de la tension.

II.3 Onduleur de tension triphasé

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et fréquence réglables par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle.

II.3.1 Types de l'onduleur

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source :
 - Onduleur de tension.
 - Onduleur de courant.
- Selon le nombre de phase (monophasé, triphasé, ect...)
- Selon le nombre de niveaux (2, 3, ect...)

II.3.2 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour modéliser l'onduleur de tension, figure (II.4), on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $E/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 [FER 11].

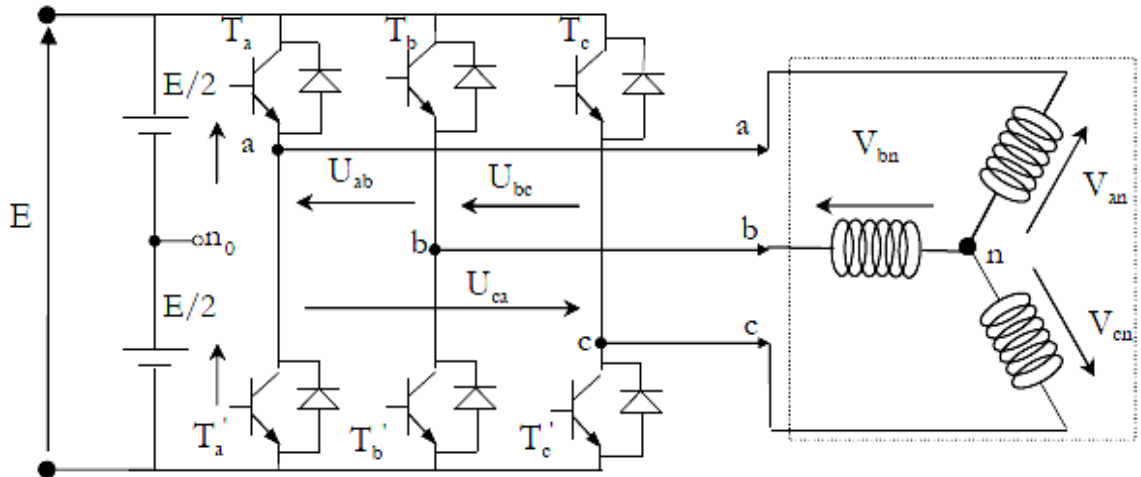


Fig II. 4:Schéma d'un onduleur de tension triphasé

Pour simplifier l'étude, on supposera que [ANN 10]:

- ✓ La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- ✓ La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- ✓ La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé n.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} .

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux) ; on a :

- si $S_i=1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert
- si $S_i=0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

Les tensions composées (de lignes) délivrées par l'onduleur sont données comme suit :

$$U_{ab} = V_{an} - V_{bn} = E(S_a - S_b) \tag{II.6}$$

$$U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = E(S_b - S_c) \tag{II.7}$$

$$U_{ca} = V_{cn} - V_{an} = E(S_c - S_a) \tag{II.8}$$

Les tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn} forment un système de tension triphasée équilibrée alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \tag{II.9}$$

De(II.6), (II.8) et (II.9), on a :

$$V_{an} = \frac{E}{3}(2S_a - S_b - S_c) \tag{II.10}$$

De (II.6), (II.7) et (II.9), on a :

$$V_{bn} = \frac{E}{3}(2S_b - S_a - S_c) \quad (\text{II.11})$$

De (II.6), (II.8) et (II.9), on a :

$$V_{cn} = \frac{E}{3}(2S_c - S_a - S_b) \quad (\text{II.12})$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

II.4 Différents type de commande des interrupteurs

Parmi les différents types de commande, on trouve [HOU 13]:

- ✓ la commande à onde rectangulaire.
- ✓ La commande à créneaux de largeur variable.
- ✓ La commande à paliers (en marche d'escalier).
- ✓ La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI.

II.5 Modulation de largeur d'impulsions (MLI)

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles (c.à.d. avec des harmoniques, de plus faibles amplitudes et de fréquences élevées pour qu'ils soient filtrés aisément).

La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais. Permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence et tension fixes (en générale une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct.

Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques.

Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées [HOU 13].

- ✓ Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- ✓ Les modulations précalculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.

- ✓ Les modulations postcalculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- ✓ Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

II.6 Stratégies du Commande des onduleurs

II.6.1 Modulation de largeur d'impulsion Sinus-Triangle

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux [LAH 09]:

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commande des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [LAH09]

La commande de MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation « m » égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f_{ref}}$).
- Le coefficient de réglage en tension « r » égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_{ref}}{V_p}$).

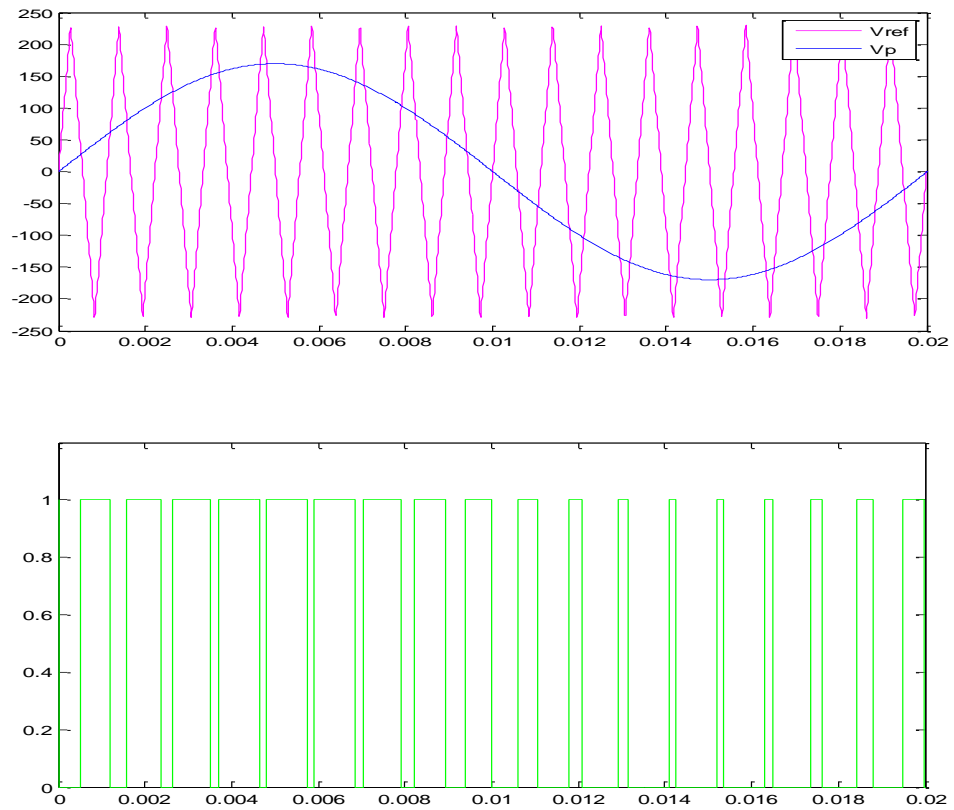


Fig II. 5: Génération des signaux de commande MLI sinus-triangle de l'onduleur.

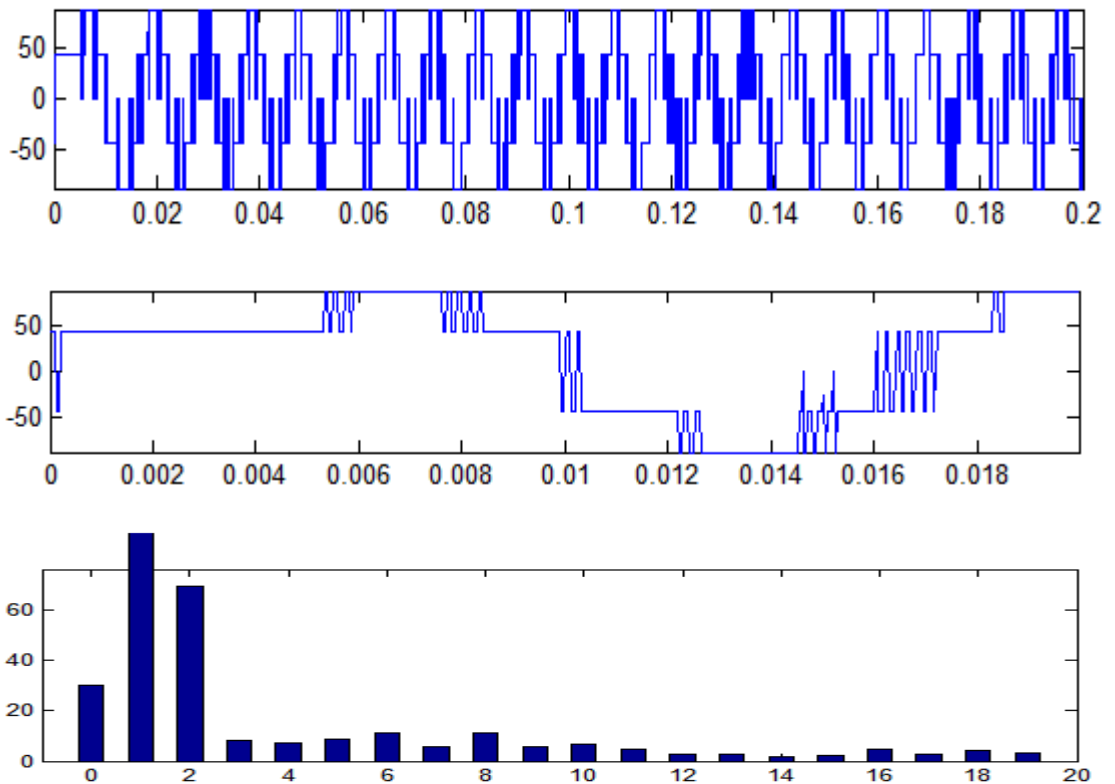


Fig II. 6: Tension V_a de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique avec $m=16$ $r=0.5$, $THD= 82.96\%$

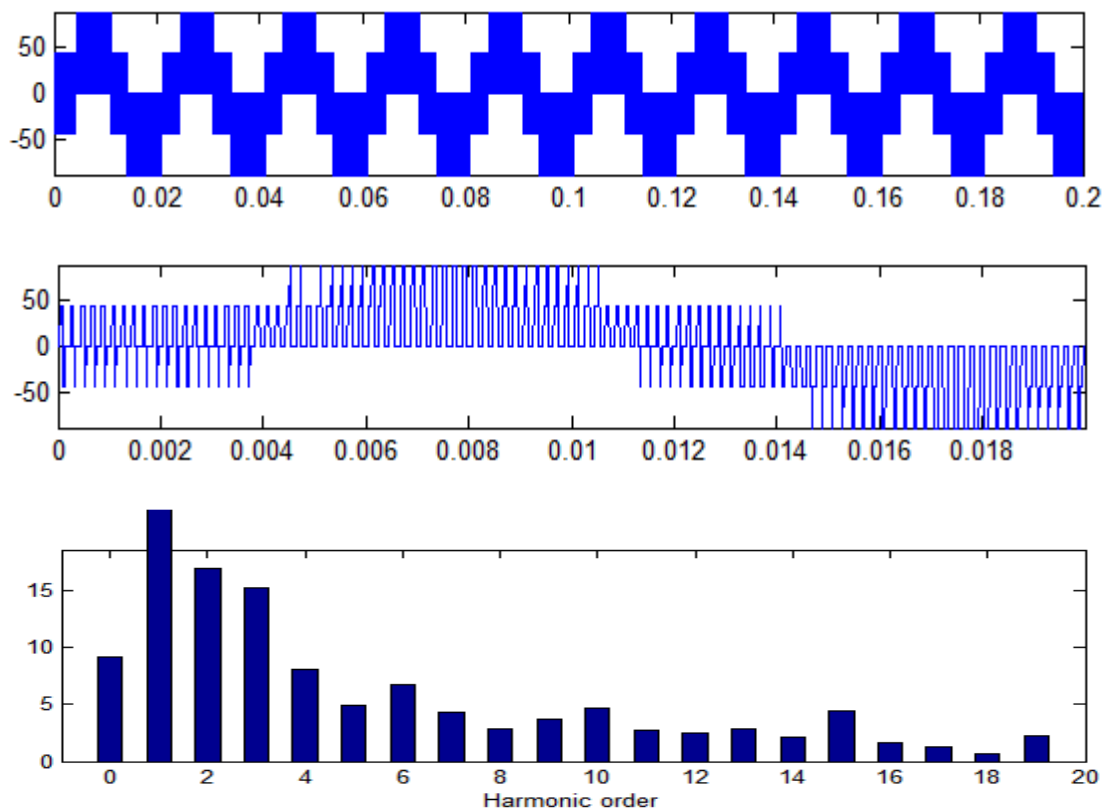


Fig II. 7: Tension V_a de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique avec $m=16$, $r=0.6$. THD=136.02%

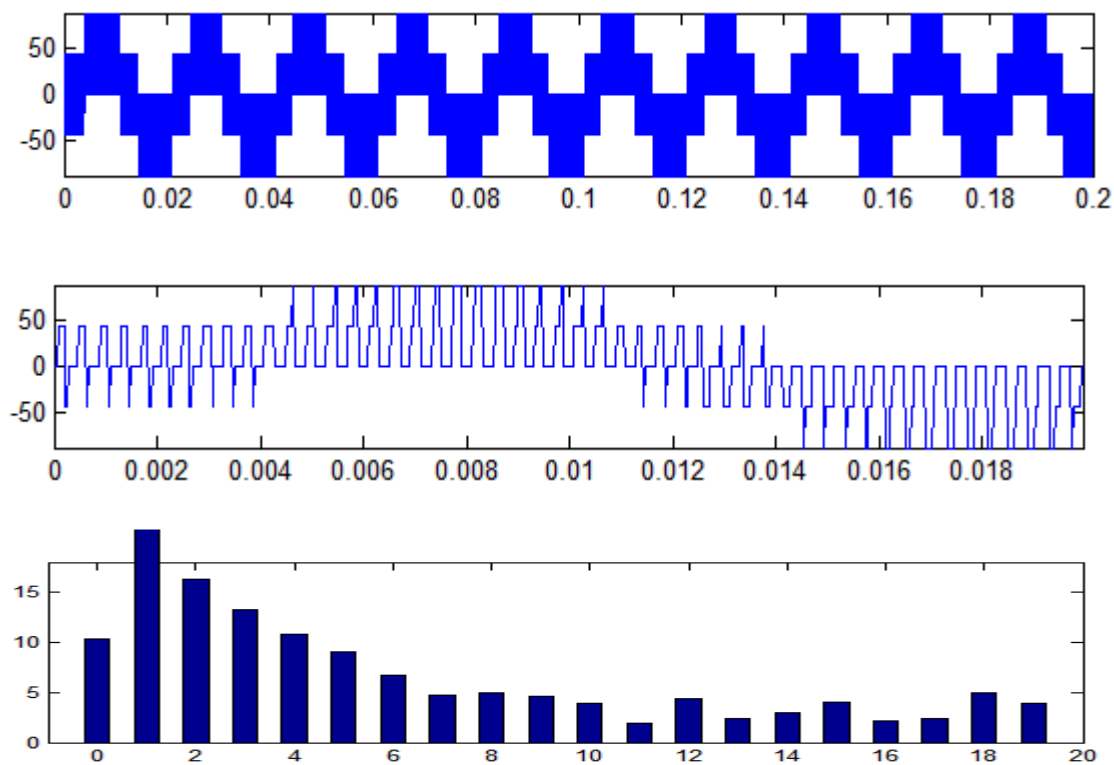


Fig II. 8: Tension V_a de l'onduleur triphasé à deux niveaux et son spectre harmonique avec $m=7.96$, $r=0.6$. THD=142.77%

On constate :

L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ça facilite leur filtrage.

Cette stratégie permet de faire varier l'amplitude et la fréquence du fondamental de la tension.

II.6.2 Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis

Les interrupteur T_i et T'_i sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. Où, le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesuré n'entraîne pas instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet de l'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesuré évolue en augmentant jusqu'à ce que ΔI soit égal à h . le comparateur bascule ou l'autre interrupteur rentre en conduction à son tour tant que $\Delta I < h$ illustrée par la figure (II.6). Les conditions de commutation sont définies en termes des états logiques S_i correspondants de la façon suivante [FER 11] :

$$S_i = -1 \quad \text{si} \quad i_i \geq i_{ref} + \Delta i$$

$$S_i = 1 \quad \text{si} \quad i_i \leq i_{ref} - \Delta i$$

$$S_i = S_{i-1} \quad \text{si} \quad i_i = i_{ref}$$

Tel que :

i_i ($i=1,2,3$) : représentent les courants des phase statorique (i_a, i_b, i_c)

i_{ref} ($i=1,2,3$) : représentent les courants de référence issus des circuits de commande des trois bras de l'onduleur.

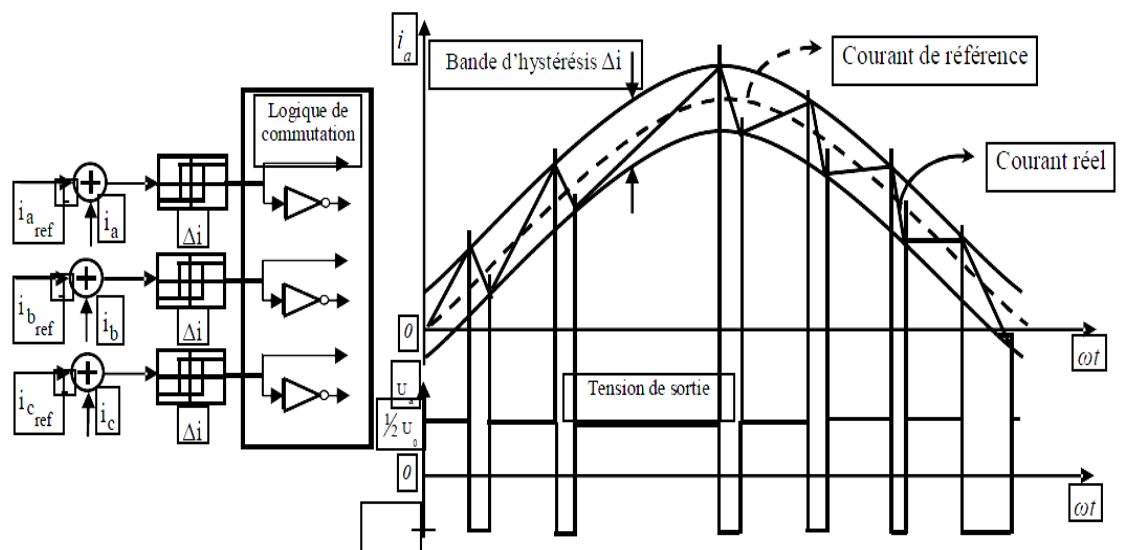


Fig II. 9: Illustration de la bande de courant à hystérésis

II.6.3 MLI vectorielle

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation, donnant huit configurations possibles. Ces huit états de commutation peuvent s'exprimer dans le plan (α, β) par huit vecteurs de tension notés de \vec{V}_0 à \vec{V}_7 ; parmi ces vecteurs, deux sont nuls les autres étant répartis régulièrement à tous les 60° . Le principe de MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur \vec{V}_s de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tension adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. Les valeurs de ces projections, assurant le calcul des temps de commutation désirées, correspondent à deux états non nuls de commutation de l'onduleur. Si nous notons t_i et t_{i+1} ces deux temps, leur somme doit être inférieure à la période T_{com} de commutation de l'onduleur. Pour maintenir la fréquence de commutation constante, un état nul de l'onduleur est appliqué durant une durée complémentaire à T_{com} [MER 07].

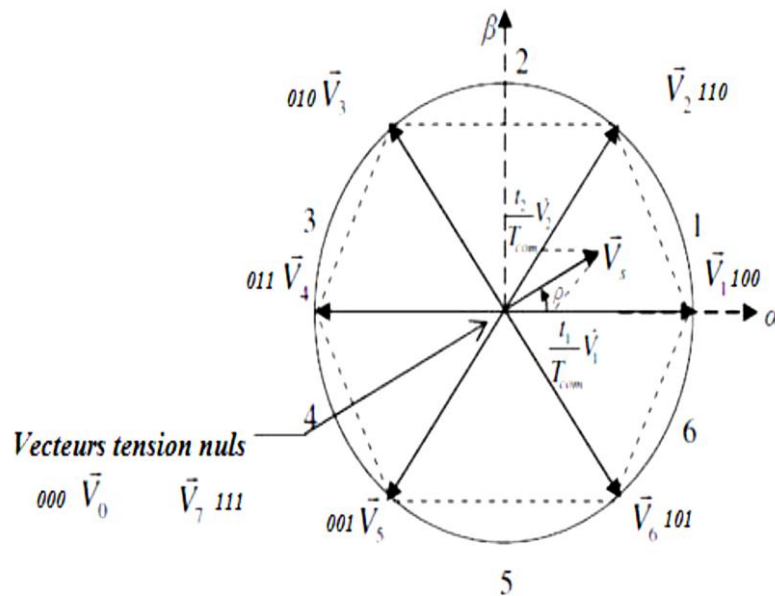
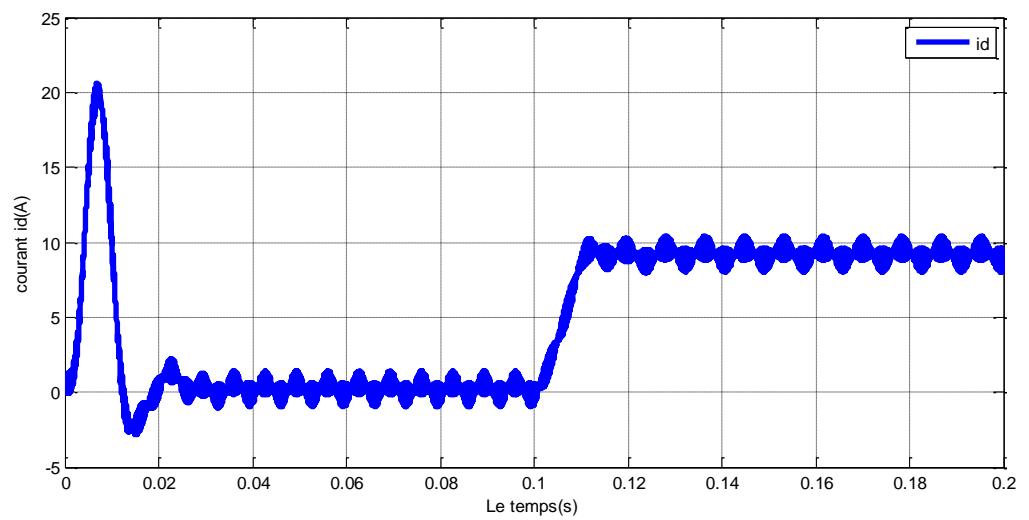
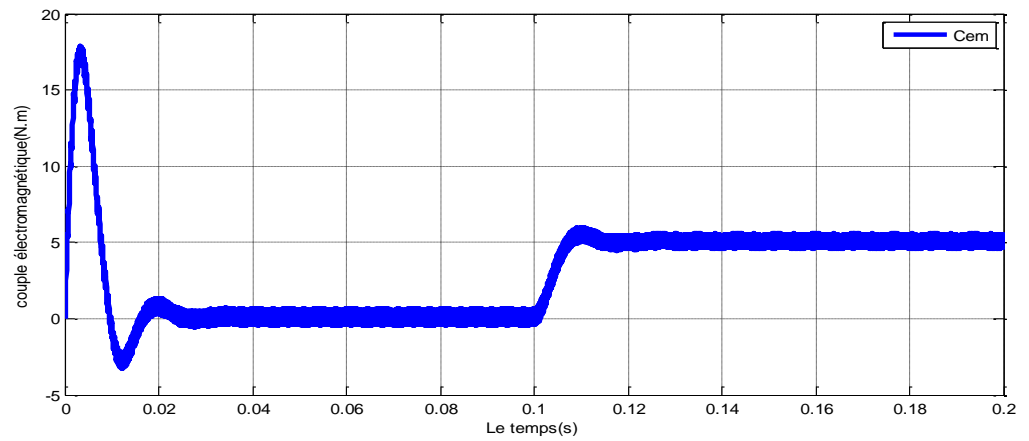
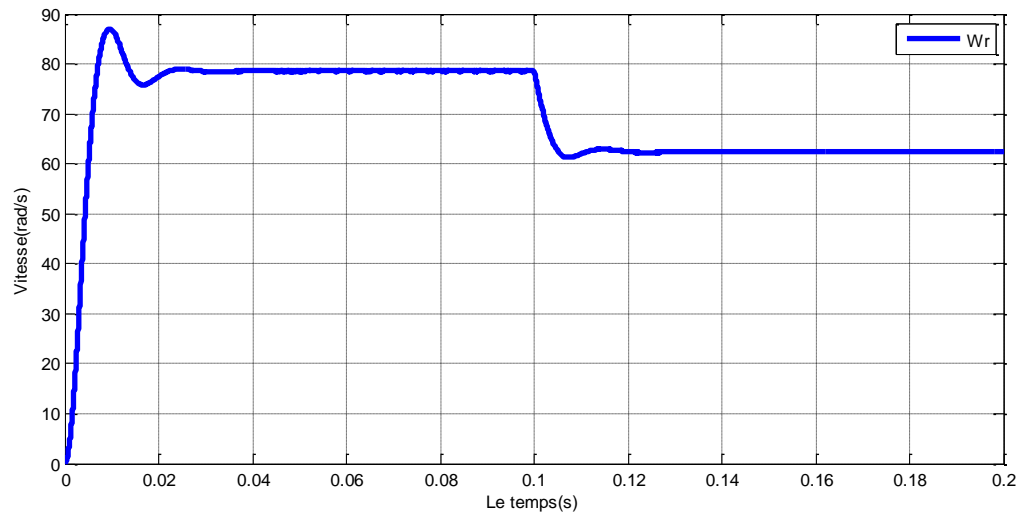


Fig II. 10: Principe de MLI vectorielle

II.7. résultats de simulation de la MSAP en charge



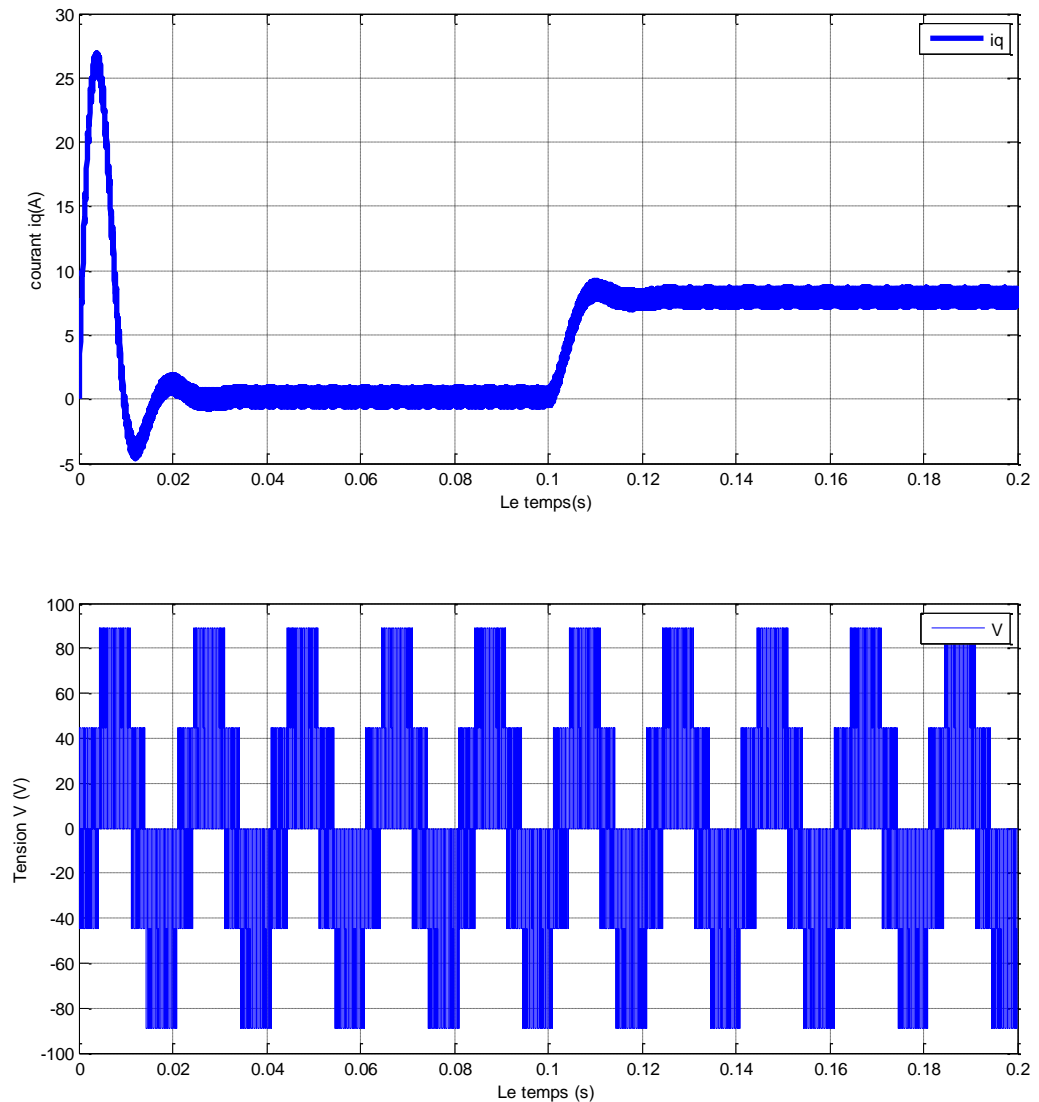


Fig II. 11: Démarrage du MSAP en charge alimenté par un onduleur de tension commandé par MLI Sinus-Triangle

II.8 Interprétations des résultats

On remarque que le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant après l'application de la charge, la machine développe un couple électromagnétique pour compenser cette sollicitation qui explique l'augmentation de couple dans cette plage qui se traduit par une diminution de la vitesse.

Pour les courants I_d et I_q au début de démarrage on voit des pics de courant assez important et cela s'explique par la f.é.m. qui est due à une faible vitesse de démarrage.

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons décrit et modélisé l'onduleur de tension à deux niveaux pour différentes stratégies de commande.

L'alimentation par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI), s'avère d'un grand intérêt pour la commande des machines électriques.

Et en fin nous avons présenté la simulation de démarrage du MSAP avec l'onduleur de tension commandé par la technique MLI-ST et par hystérésis on a conclu que les deux composantes du courant et le couple sont fortement couplée, il est donc nécessaire de trouver un moyen pour rendre leur contrôle indépendant en vue d'améliorer les performances en régimes dynamiques.

C'est pour cette raison, qu'il faut faire un découplage entre ces variables pour que la machine répond aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable et avoir des hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode sera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE III

LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

III.1 Introduction

La commande des machines à courant alternatif est difficile car le modèle mathématique du système dans le repère de *Park* est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures rotorique et statorique [BOU 06].

Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, Blaschke et Hasse en 1972 [GRE 97], ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control). L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, à excitation séparée. C'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [GRE 97],[NAB 10].

La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégrale (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permette de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionneurs électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application [NSE 07]. Cette commande a été rendue possible grâce au développement des technologies de semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques (diminution des temps de commutation) et dans les unités de calcul (DSP) [AGU 04].

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide de correcteurs *PI*. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

III.2 principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q) [LAH 09].

Habituellement, la composante d'axe 'd' du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe 'q' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple [LAH 09]. La stratégie de commande la plus souvent utilisée est celle qui consiste à maintenir le courant i_d à une valeur nulle. Cette stratégie permet de simplifier la commande du couple par linéarisation de la relation entre le couple et le courant [MAH 12]. Si le courant i_d est maintenu nul, physiquement le flux de réaction d'induit est en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents et $\varphi_d = \varphi_f$ l'expression du couple donnée par la relation (I.16), devient [MAH 12]:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \varphi_f i_q \quad (\text{III.1})$$

Comme le flux φ_f est constant, le couple électromagnétique est directement proportionnel à i_q donc :

$$C_{em} = K i_q \quad , \quad K = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (\text{III.2})$$

Les équations de tension (I .10) de la machine, dans ce cas est :

$$\begin{cases} V_d = -\omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

III.3 Commande vectorielle de la MSAP

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant [BEN 09] :

- L'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.
- L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

III.3.1 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [BEN09]. La figure (II.1) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par orientation du flux

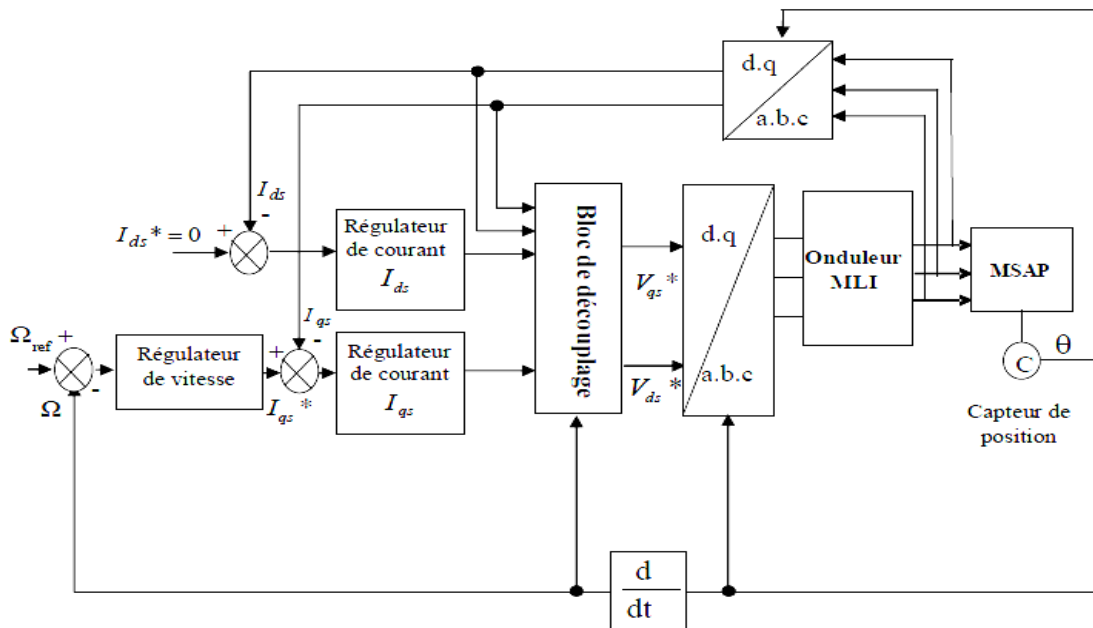


Fig III. 1:Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants I_{ds} et I_{qs} et transformation de Park directe et inverse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur permet de générer le courant de référence I_{qref} qui est comparé à la valeur du courant I_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant I_q .

En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant I_d qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant I_d et I_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de références V_{dr} et V_{qr} et par la transformation de PARK inverse on obtient les tensions $V_a V_b V_c$ qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

III.4 Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants ne sont pas indépendants l'un de l'autre, ils sont reliés par des termes ou des coefficients non linéaires $\omega_r I_q$, $\omega_r I_d$ et $I_d I_q$ [MAH 12].

$$\begin{cases} V_d = \left(L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \right) - \omega_r L_q I_q \\ V_q = \left(L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q \right) + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (III.4)$$

Le couplage entre les axes d et q est représentée par la figure(III.2)

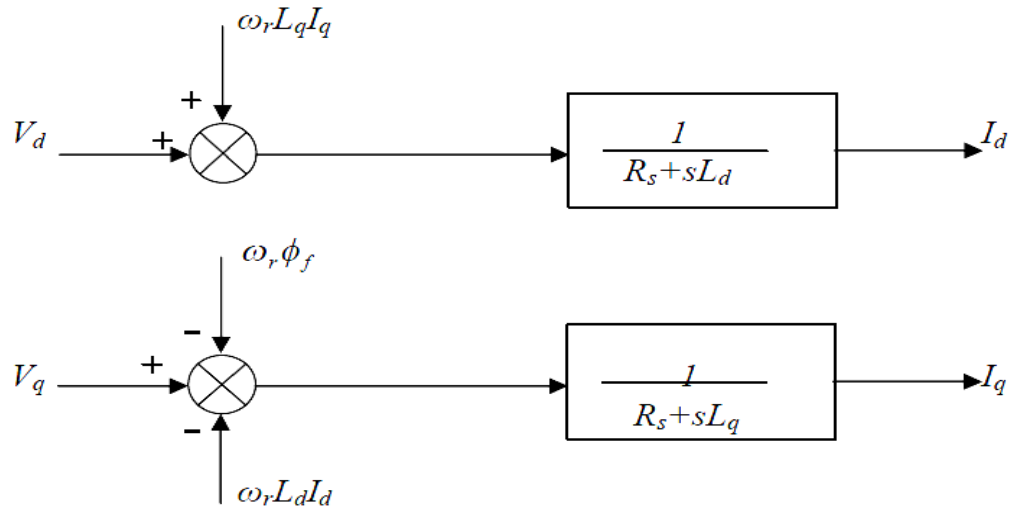


Fig III. 2:Description des couplages

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation, cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

III.4.1 découplage par compensation

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.

A partir des équations (III.4), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions figure (III.3).

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

Alors

$$\begin{cases} V_d = V'_d + e_d \\ e_d = -\omega_r L_q I_q \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

$$\frac{I_d}{V'_d} = \frac{1}{R_s + sL_d} \quad (\text{III.6})$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} V_q = V'_q + e_q \\ e_q = \omega_r L_d I_d + \omega_r \phi_f \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante:

$$\frac{I_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + sL_q} \quad (\text{III.8})$$

La figure (III.3) représente découplage par compensation.

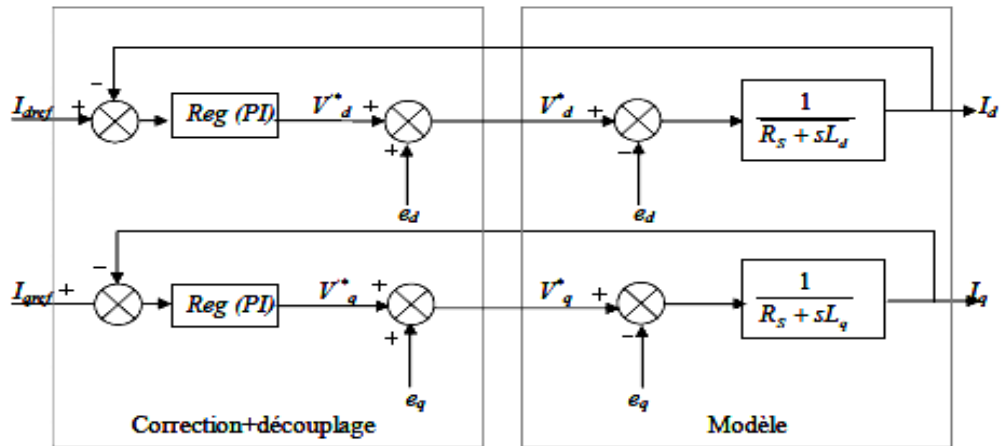


Fig III. 3: Découplage par compensation

Le terme e_q a été compensé du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le couplage des deux axes d et q . de la même manière que pour le courant i_d , le terme e_d est utilisé pour éliminer le couplage [HEM 13].

Nous considérons que le découplage des courants et la compensation de la f.c.é.m. (e_d, e_q) sont parfaitement réalisés. Ainsi, les régulateurs de courant peuvent être calculés séparément [BOU 06].

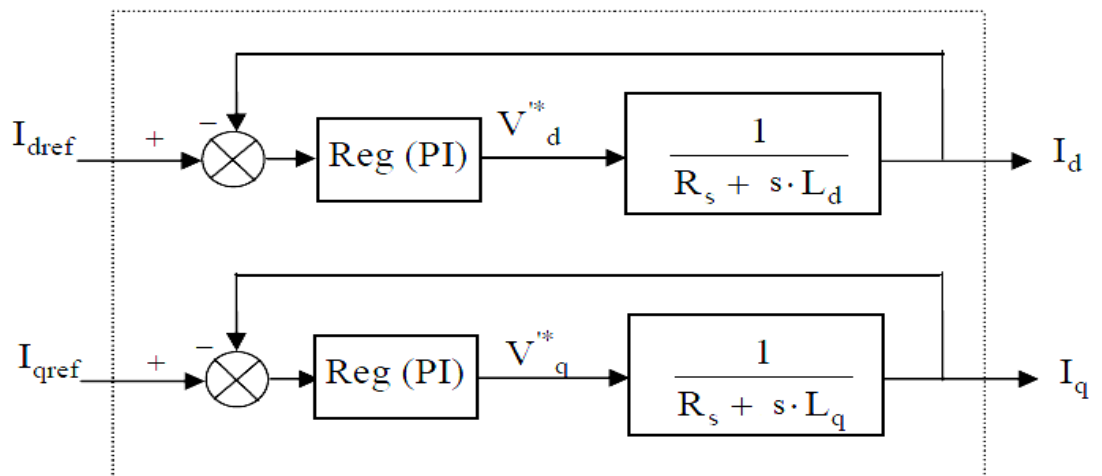


Fig III. 4: commande découplée

III.5 Calcul des régulateurs

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés au moyen des techniques classiques ou avancées développées pour les systèmes linéaires.

Dans ce chapitre on se limite à la technique de contrôle par des régulateurs classiques PI (proportionnelle, intégrale) dont le coefficient intégrale K_i sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire l'erreur statique, comme le terme proportionnel K_p permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse [MAH 12].

III.5.1 régulation du courant I_d

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant ($I_d = \frac{V'_d}{sL_d + R_s}$) est présenté par la figure(III.5).

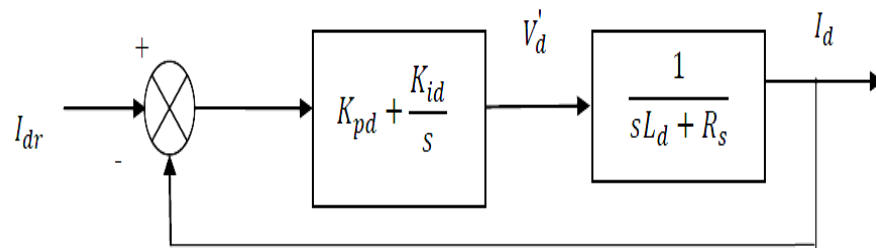


Fig III. 5: Boucle de régulation du courant I_d

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (III.9) pour les deux axes d et q :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (III.9)$$

-En boucle ouverte (bo) la fonction de transfert est donnée par :

$$F_{bod}(s) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \left(\frac{1}{sL_d + R_s} \right) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left(\frac{L_d}{R_s} \right) \cdot s} \right) \quad (III.10)$$

$$F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left(\frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} \right) \quad \text{Avec} \quad T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad (III.11)$$

-La fonction de transfert en boucle fermée (bf) est donnée par :

$$F_{bfd}(s) = \frac{F_{bod}(s)}{1+F_{bod}(s)} \quad (\text{III.12})$$

Calcul des paramètres du régulateur « PI »

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation(III.10), en posant « $\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s}$ », les fonctions de transfert en boucle ouverte et fermée seront :

$$\begin{cases} F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s.R_s} \\ F_{bfd}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{id}}s+1} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

La constante de temps est : $\tau_{d} = \frac{R_s}{K_{id}}$

Sachant que le temps de réponse t_r est égale, pour un système du 1^{er}, à :

« $t_r = 3\tau_d$ », Les gains du régulateur « PI » pour un temps de réponse donnée seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{R_s}{K_{id}} \Rightarrow K_{id} = \frac{3.R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow K_{pd} = \frac{3.L_d}{t_r} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

III.5.2 régulation du courant I_q

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant I_q avec :

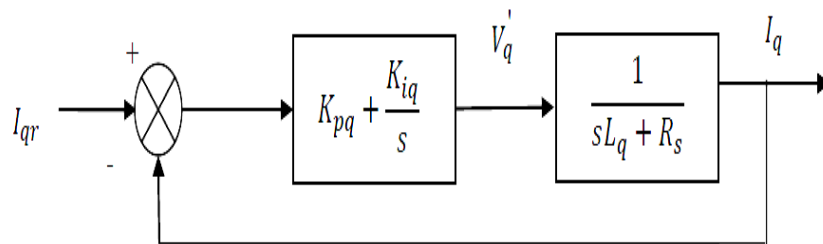


Fig III. 6: Boucle de régulation du courant I_q

$$\begin{cases} t_r = 3 \cdot \frac{R_s}{K_{iq}} \Rightarrow K_{id} = \frac{3.R_s}{t_r} \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \Rightarrow K_{pq} = \frac{3.L_q}{t_r} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

III.5.3 régulation de la vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donnée par (tenant compte que la dynamique du courant I_q est plus rapide que celle de la vitesse) :

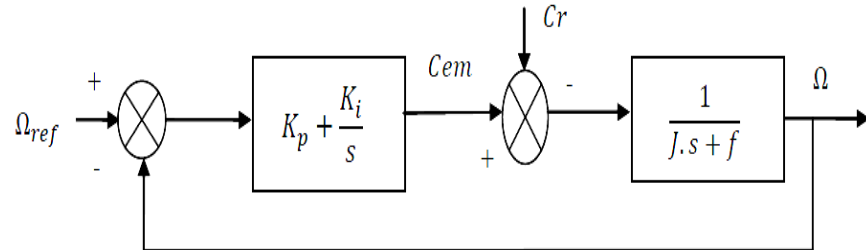


Fig III. 7: Boucle de régulation de la vitesse

$$F_{bo\Omega}(s) = \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) \left(\frac{1}{J.s+f} \right) = \frac{K_{i\Omega}}{s} \left(1 + \frac{K_{p\Omega}.s}{K_{i\Omega}} \right) \left(\frac{\frac{1}{f}}{1 + \left(\frac{J}{f}\right).s} \right) \quad (\text{III.16})$$

$$F_{bo\Omega}(s) = \frac{K_{i\Omega}}{s} \left(1 + \frac{K_{p\Omega}.s}{K_{i\Omega}} \right) \quad \text{Avec } T_{\Omega} = \frac{J}{f} \quad (\text{III.17})$$

En posant $\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} = \frac{J}{f}$: la fonction de transfert en boucle ouverte et fermée

$$\begin{cases} F_{bo\Omega}(s) = \frac{K_{i\Omega}}{f.s} \\ F_{bf\Omega}(s) = \frac{1}{\frac{f}{K_{i\Omega}}.s+1} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

III.5.4 limitation de courant

Ces limitations peuvent causer des problèmes lors de grands phénomènes transitoires sous formes d'un dépassement élevé de la grandeur à régler, voir même d'un comportement instable du réglage.

La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée.

La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée.

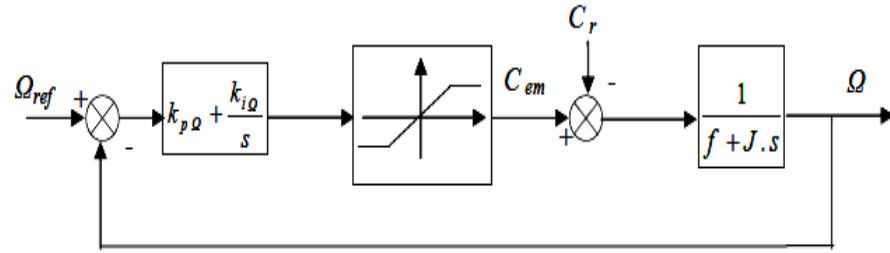


Fig III. 8: Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant

Afin d'éviter ces inconvénients, il s'avère indispensable de corriger le comportement dynamique du régulateur (en particulier la composante intégrale) lorsque la limitation est atteinte. Cette mesure est appelée mesure anti-reset-windup (anti remise de l'emballement).

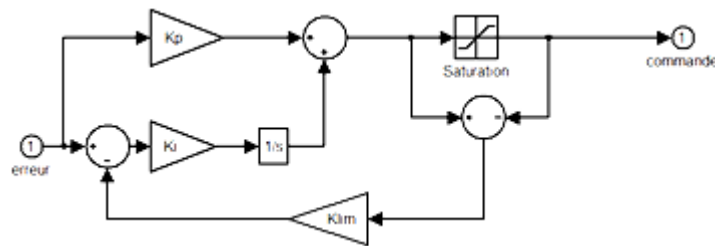
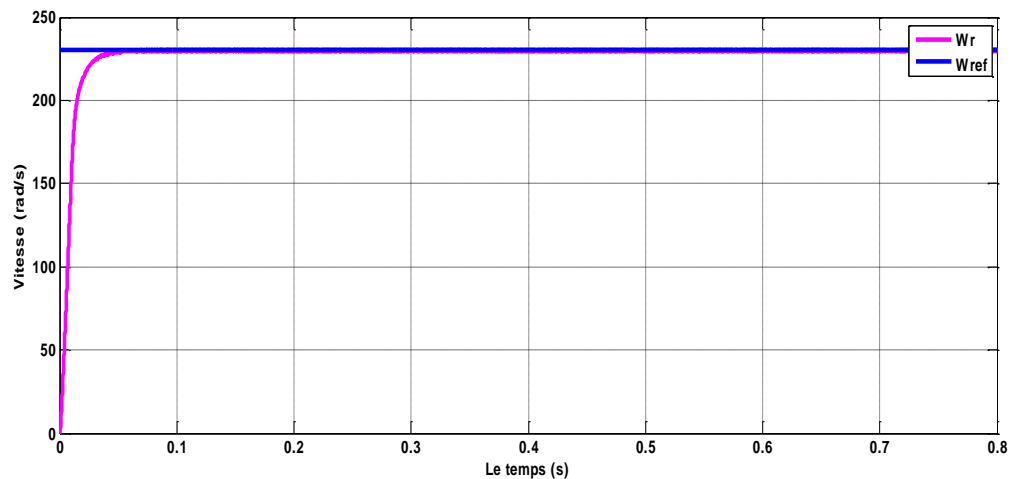


Fig III. 9: Régulateur PI avec anti-windup

Comme le dimensionnement de ce régulateur est très compliqué, nous procédons par des simulations pour régler le correcteur de vitesse. La méthode utilisée est du type essai erreur-dépassement.

III.6 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

Après réalisation du découplage et la synthèse des régulateurs, et afin de tester les performances de la commande vectorielle appliquée à une MSAP, j'ai simulé le fonctionnement de l'ensemble onduleur-machine à l'aide de logiciel MATLAB/Simulink.



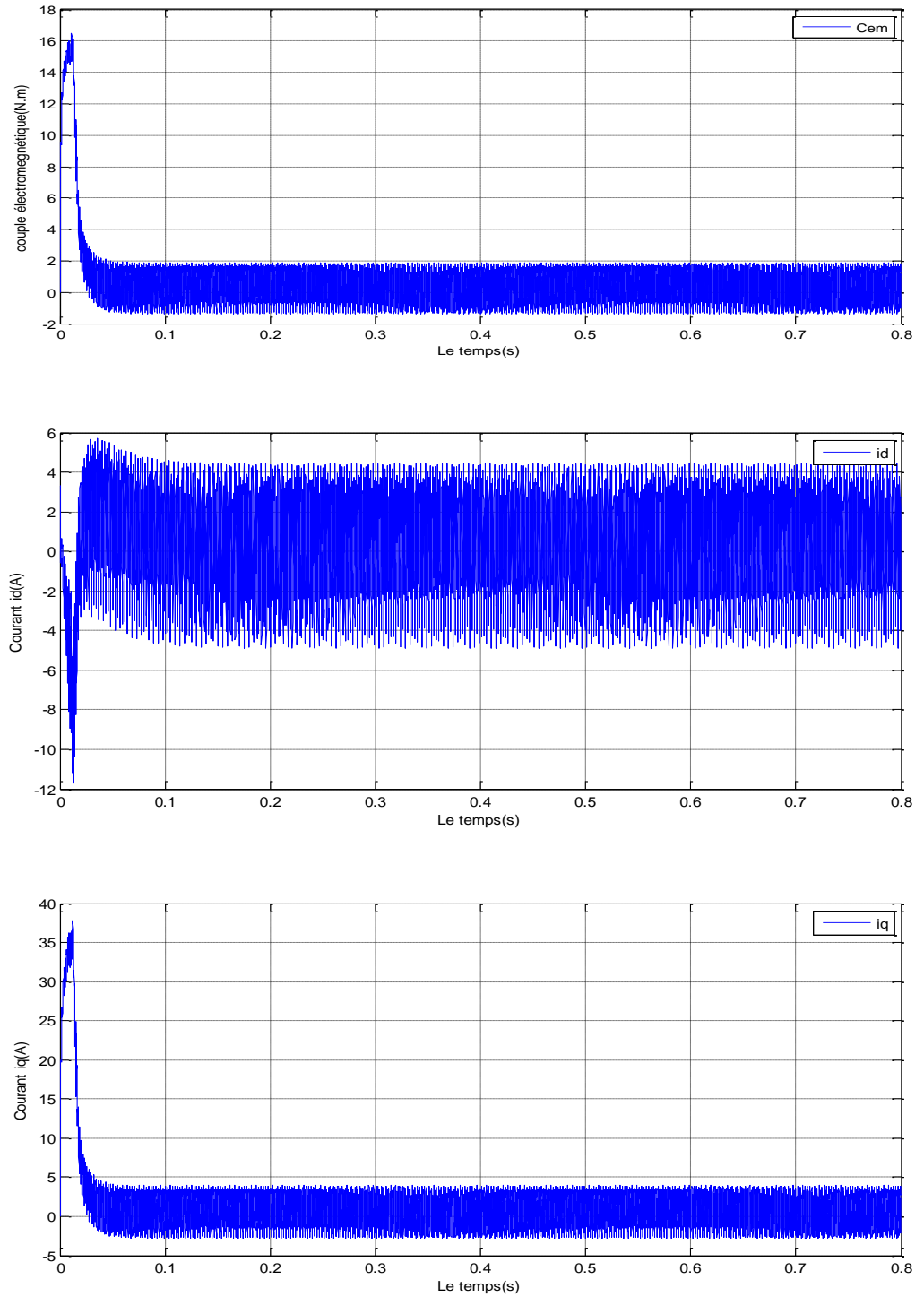
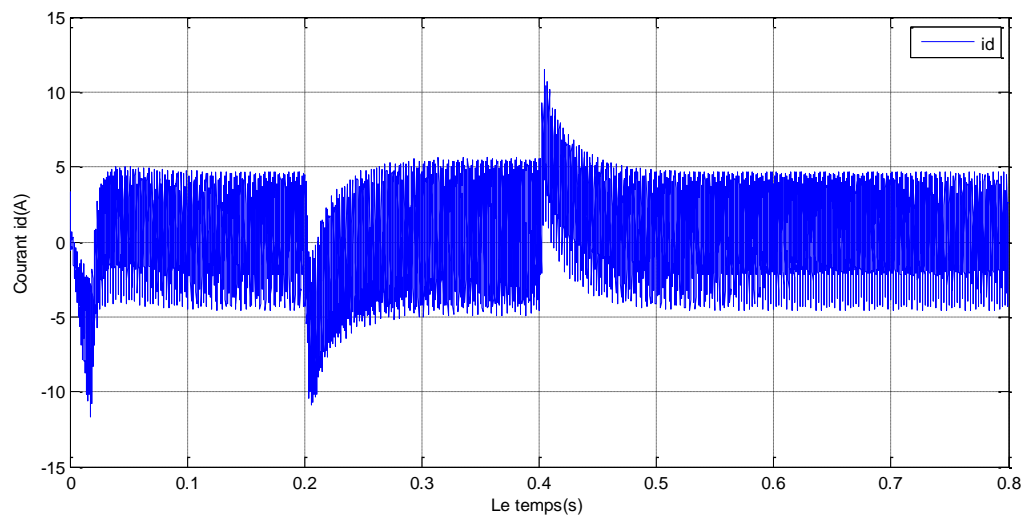
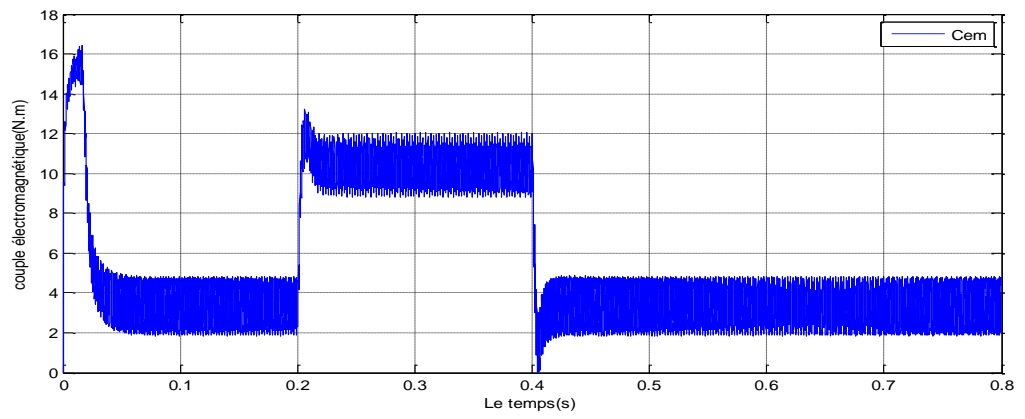
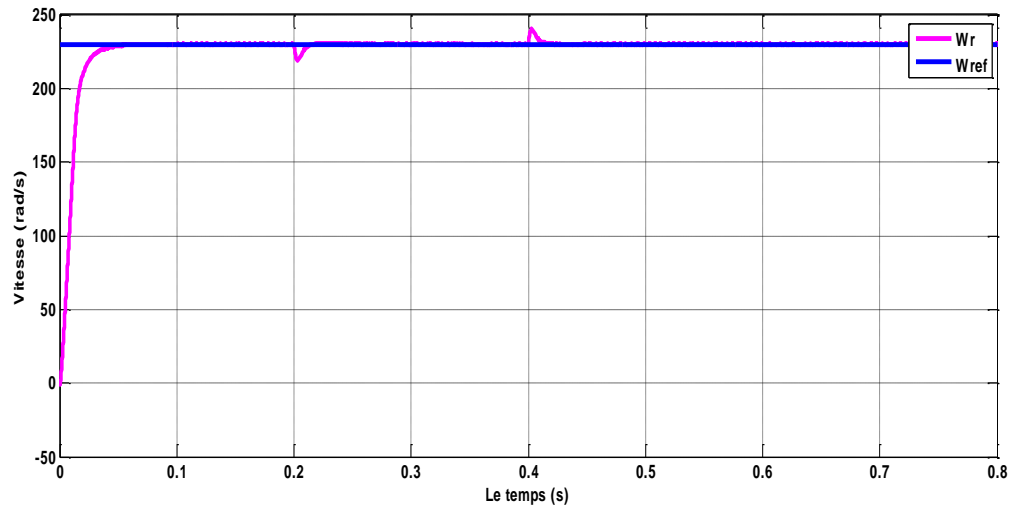


Fig III. 10: Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 230 rad/s



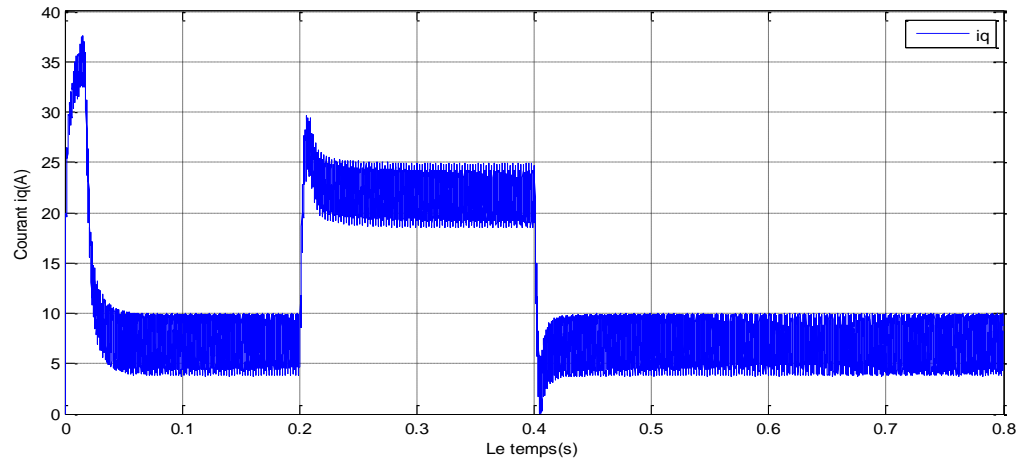
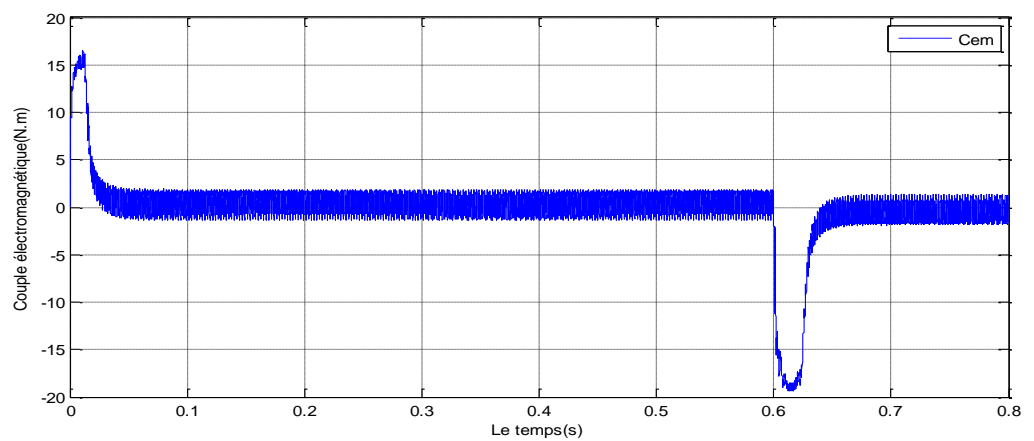
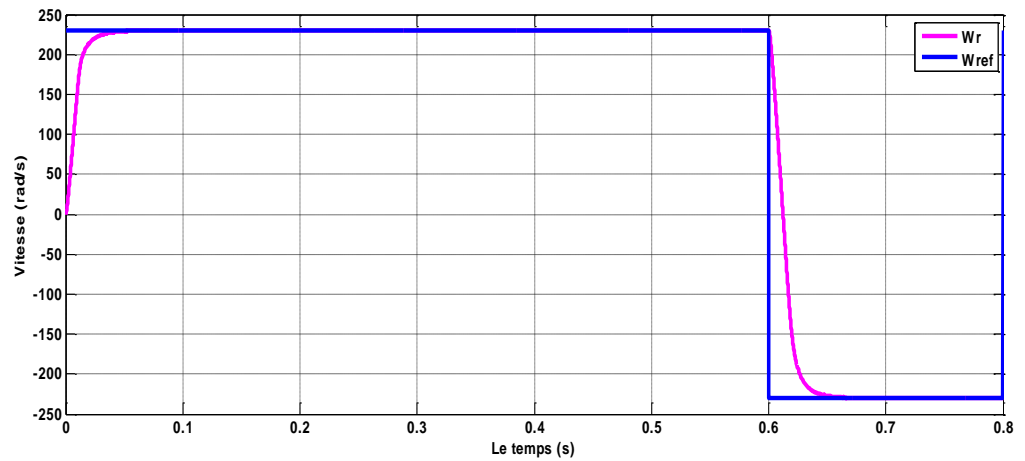


Fig III. 11: Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivie d'une perturbation du couple de charge à $t=0.2s$ pour une consigne de vitesse de 230 rad/s



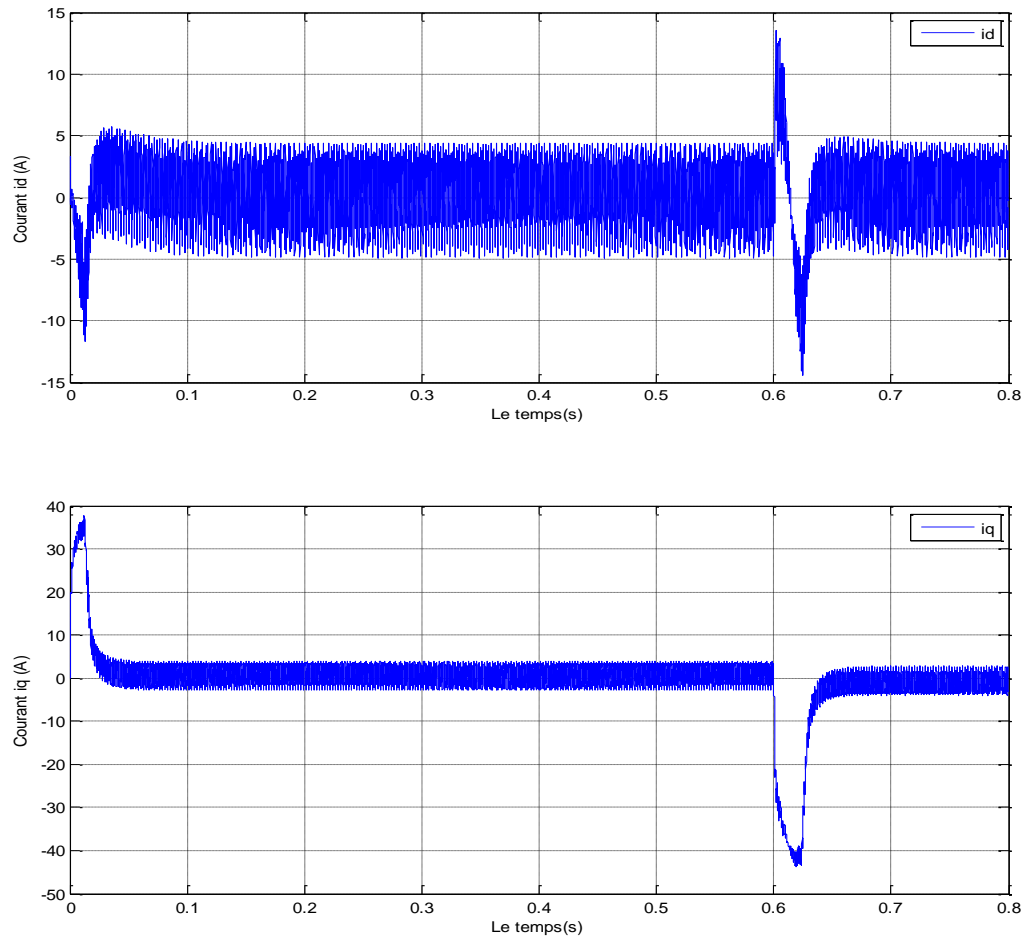
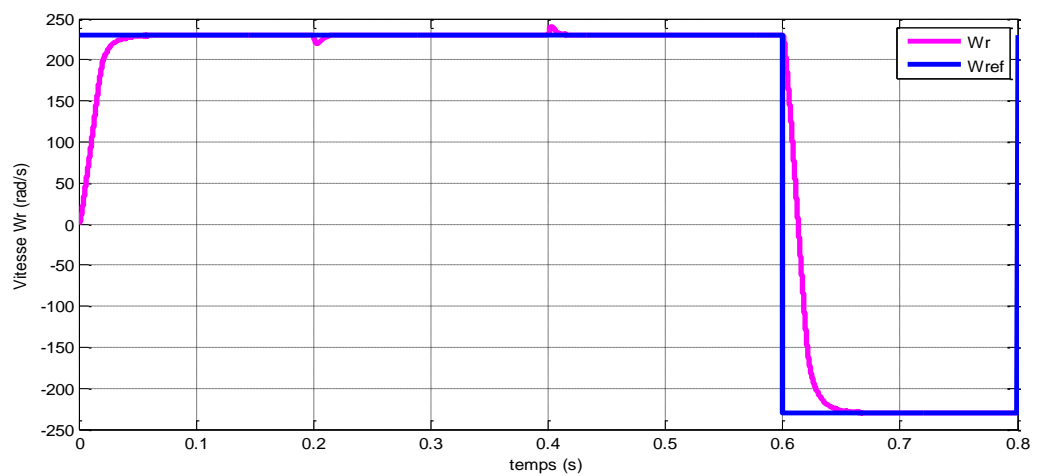


Fig III. 12: Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 230rd/s avec l'inversion de la consigne (-230 rd/s)



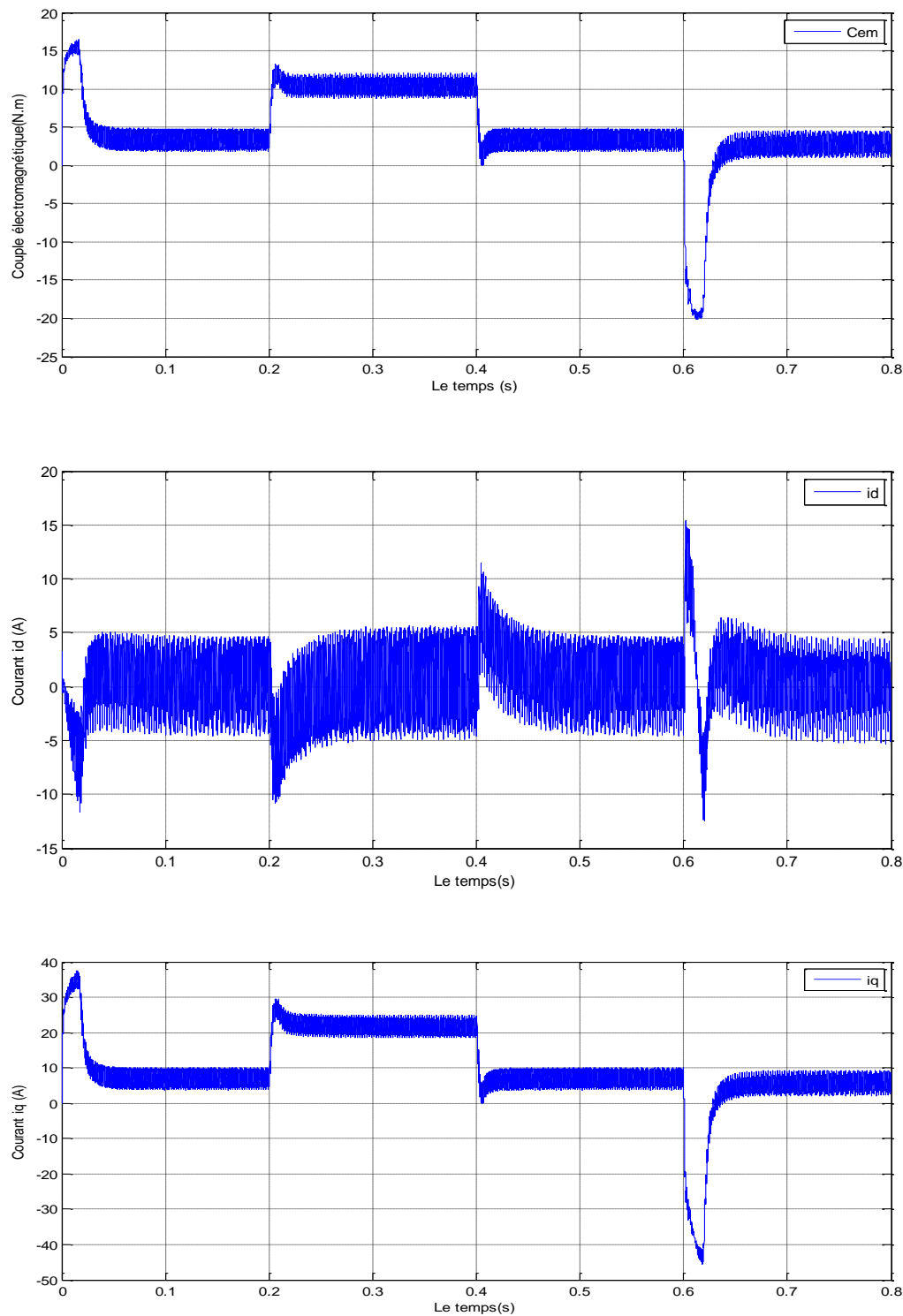


Fig III. 13: Résultats de simulation lors d'une variation de consigne et de couple de charge

III.7 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que le découplage est maintenu quelque soit la variation de la référence, ou de la charge dans le régime permanent.

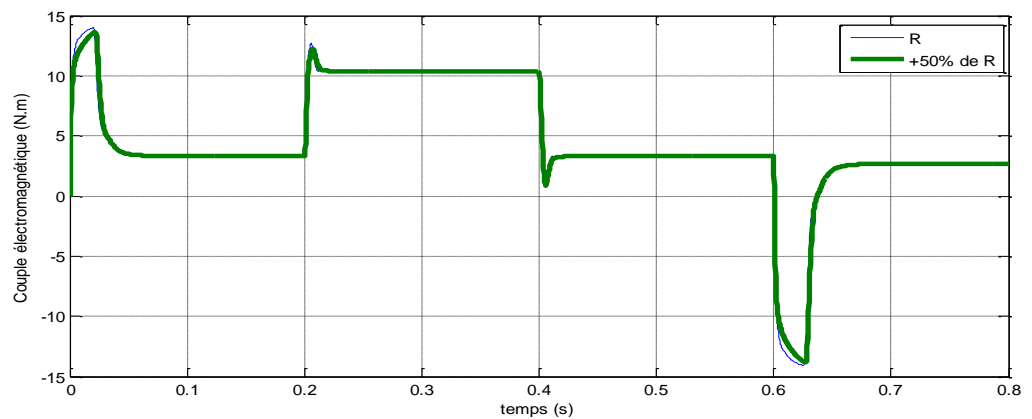
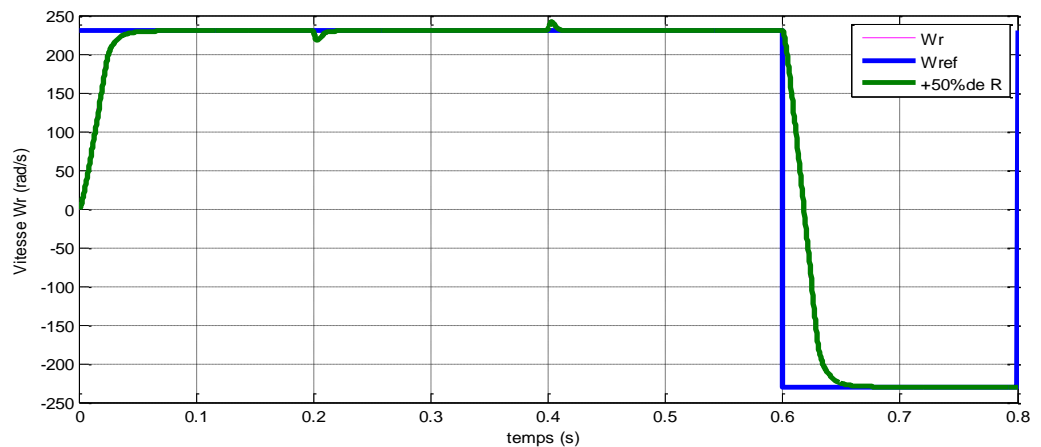
L'onduleur a des influences acceptables sur tous les paramètres. Le courant I_d après le régime transitoire revient à sa valeur zéro. La variation de la vitesse est rapide avec un faible dépassement et une erreur statique nulle, le rejet de perturbation est aussi rapide avec un temps de réponse très petit.

III.8 teste de robustesse

Dans cette partie, nous avons décidé de tester la robustesse du correcteur PI vis à vis des variations paramétriques du moteur les à savoir : la résistance statorique (+50%), et l'inductance statorique (+50%).

Ces tests de robustesse sont représentés par les figures suivantes.

- Pour PI sans onduleur



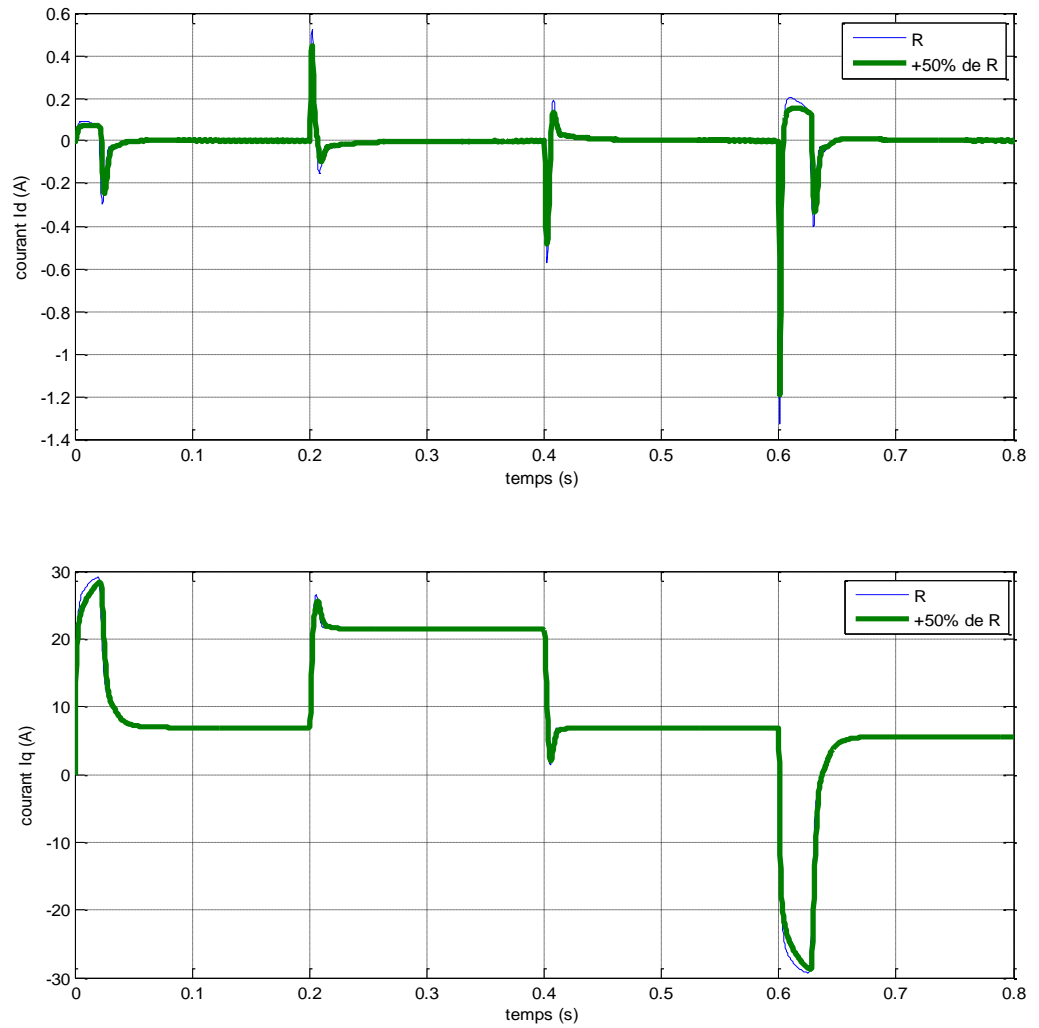
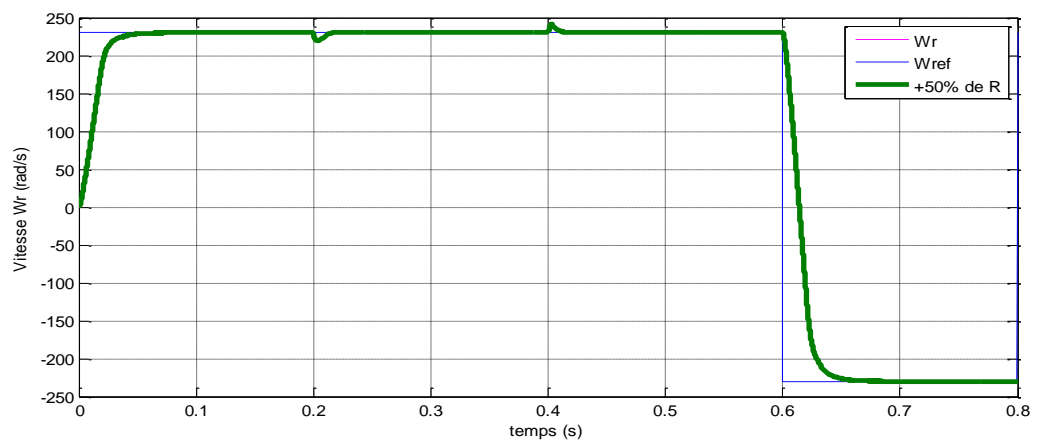
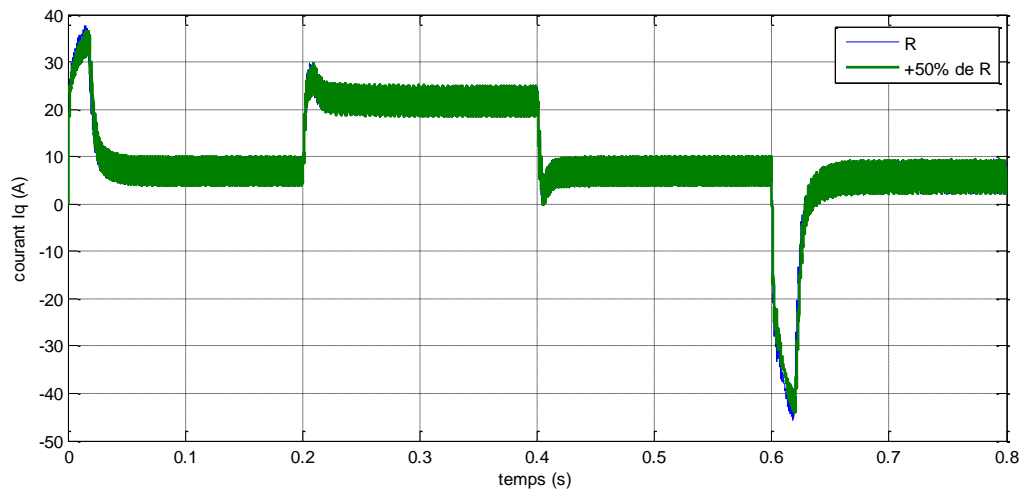
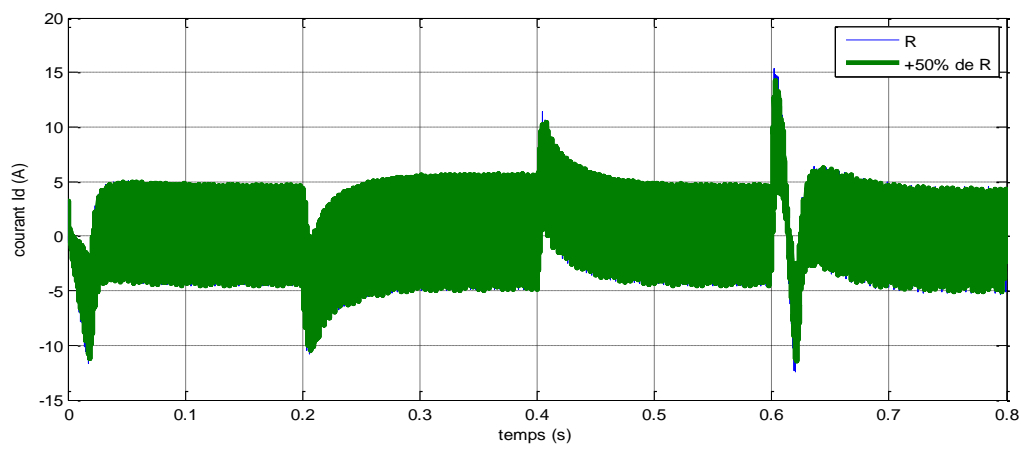
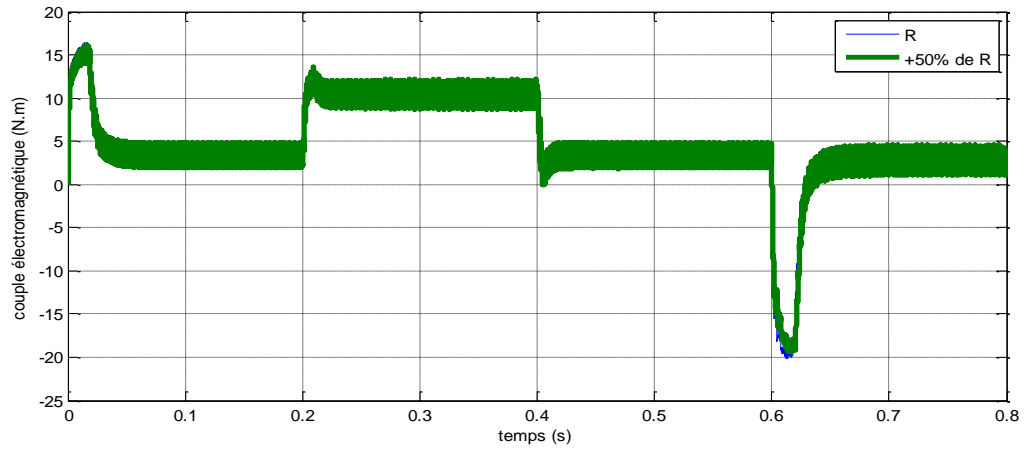
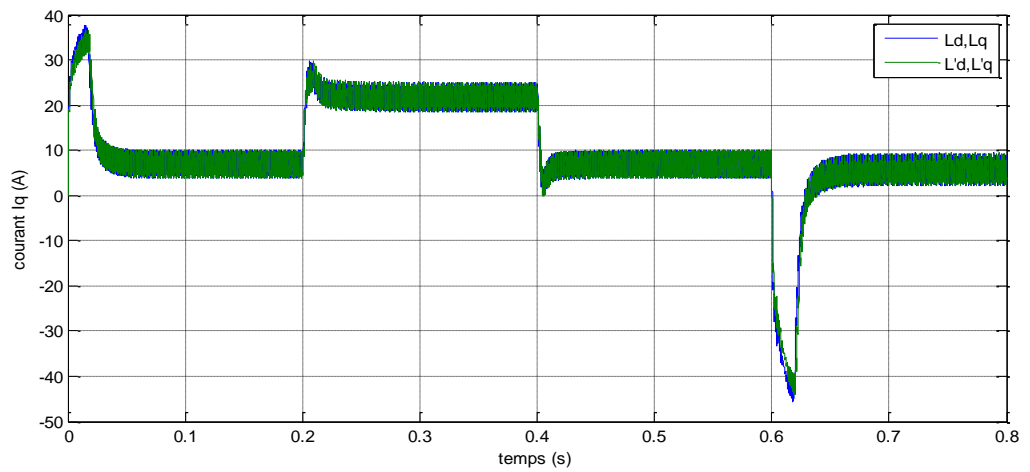
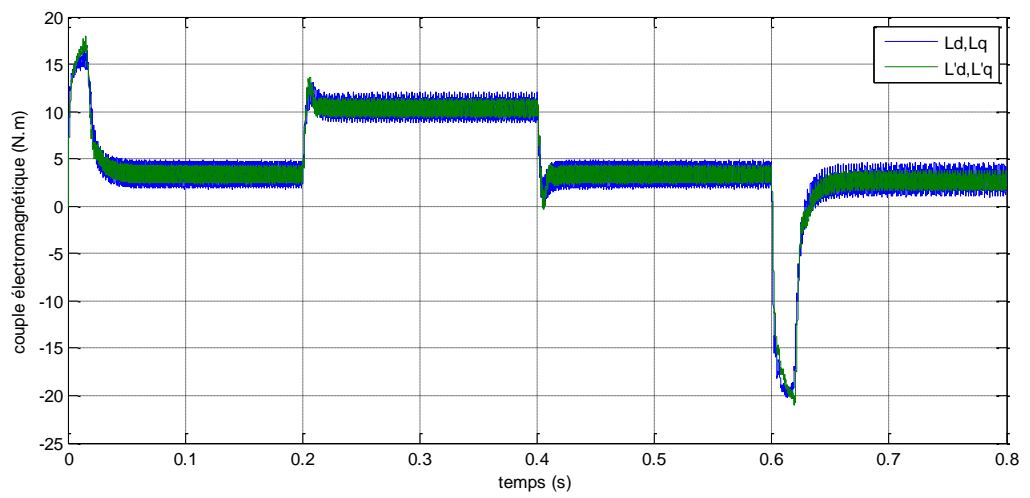
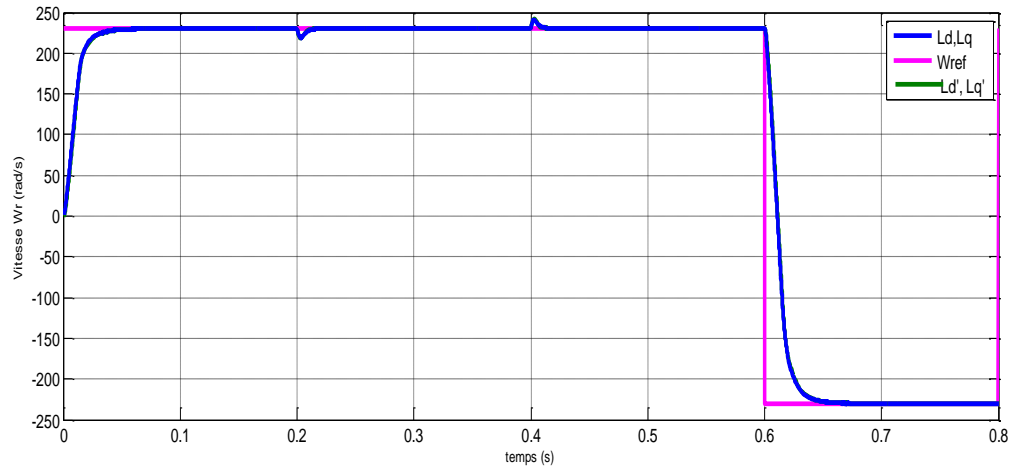


Fig III. 14: Résultats de simulations sans onduleur lors des variations de R_s et (L_d, L_q)

- Pour PI avec onduleur







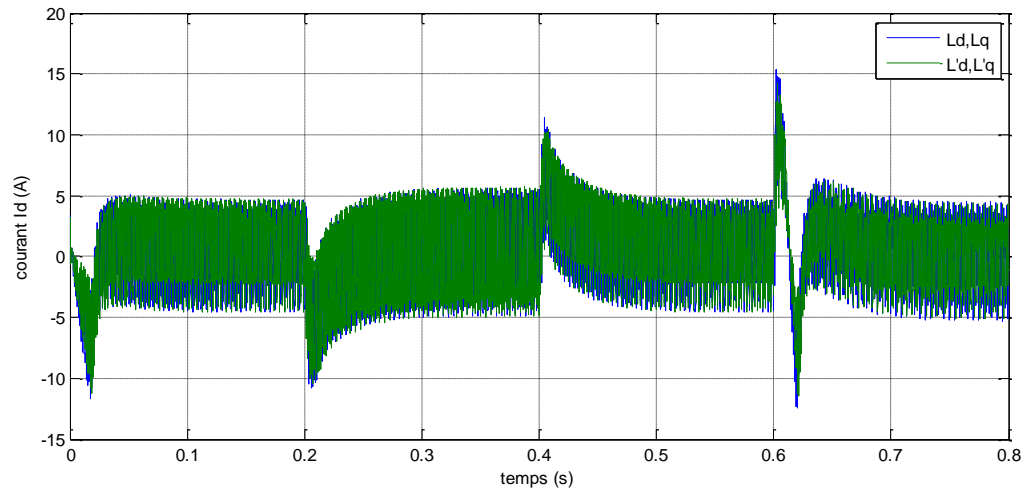


Fig III. 15: Résultats de simulations avec onduleur lors des variations de R_s et (L_d, L_q)

L'objectif de ces tests est de comparer les performances du régulateur PI.

Les variations des paramètres électriques n'influent pas sur la robustesse, n'est la dynamique de la vitesse, n'est sur le comportement des autres grandeurs. Même remarque pour lors de variation de l'inductance statorique.

Donc les performances du régulateur de PI du MSAP sont très satisfaisantes, et le découplage est affecté.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

Avec cette commande, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine et nous avons utilisé un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur *PI*.

D'après les résultats obtenus on constate que la commande vectorielle dans le plan de Park de la MSAP alimentée en tension donne des caractérisées par des faible temps de réponse, un rejet de perturbation rapide, une erreur statique nulle en régime permanent et un petit dépassement ou oscillations transitoires.

Ainsi notre prochain chapitre sera consacré à la commande par passivité.

CHAPITRE IV

LA COMMANDE PAR PASSIVITE DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

IV.1 Introduction

La passivité trouve son origine dans le domaine des circuits électriques. Elle consiste à vérifier si l'énergie fournie à travers l'entrée sera dissipée ou générée par le système vu de sa sortie. Pour cela, le choix de la sortie joue un rôle important dans l'analyse de la passivité d'un système donné. Un modèle peut être passif ou non selon le choix du couple entrée-sortie.

Dans ce chapitre, les notions de passivité et dissipativité ainsi que les théorèmes qui sont liés à la stabilité et l'interconnexion des systèmes passifs seront présentées.

IV.2 Principes de la dissipativité

La dissipativité est une propriété des systèmes physiques assimilables aux phénomènes de perte ou de dissipation d'énergie. Un exemple typique de dissipativité pourrait être un circuit électrique dans lequel une partie des énergies magnétiques et électriques serait dissipée sous forme de chaleur par une ou plusieurs résistances. Pour un système mécanique, le phénomène de frottement joue un rôle similaire.

Afin de définir mathématiquement le phénomène de dissipativité, nous introduisons deux fonctions :

- **La vitesse d'injection** : c'est le débit d'arrivée d'énergie vers le système.
- **La fonction de stockage** : elle mesure la quantité d'énergie contenue dans le circuit.

Ces fonctions sont reliées par l'inégalité de dissipation, qui exprime que pour un système dissipatif, la vitesse d'injection est supérieure ou égale à l'augmentation de la fonction de stockage au cours du temps. Un système dissipatif ne peut donc pas emmagasiner plus d'énergie qu'il ne lui en est fourni, la différence étant bien sûr l'énergie dissipée.

Pour aborder la passivité, il faudra ensuite introduire les notions d'entrée $u \in \mathfrak{R}^m$ et de sortie $y \in \mathfrak{R}^m$ du système car nous verrons qu'un système sera dit passif s'il est dissipatif pour la vitesse d'injection $(u, y) = u^T y$.

Avant de présenter d'un point de vue mathématique les définitions et propriétés de la passivité, nous allons aborder un exemple simple de système passif afin d'éclaircir ce concept [JAA11].

IV.3 Exemple de système passif: le circuit RLC série

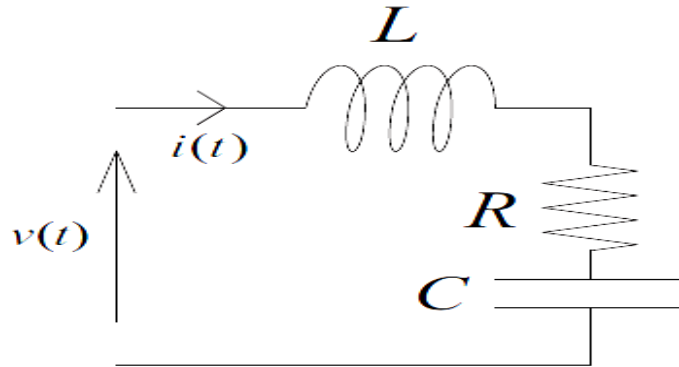


Fig IV. 1: Circuit RLC série

En appliquant la loi de Kirchoff au circuit RLC série de la figure (IV.1), nous obtenons facilement son comportement dynamique :

$$v(t) = Ri(t) + \frac{1}{C} \int_0^t i(\tau) d\tau + L \frac{di(t)}{dt} \quad (IV.1)$$

Qui nous donne en multipliant le tout par $i(t)$:

$$v(t)i(t) - Ri^2(t) = \frac{d}{dt} \left(\underbrace{\frac{1}{2C} \left(\int_0^t i(\tau) d\tau \right)^2}_V + \underbrace{\frac{L}{2} i^2(t)}_T \right) \quad (IV.2)$$

H

Où V , T et H désignent respectivement l'énergie électrique emmagasinée dans le condensateur C , l'énergie magnétique emmagasinée dans l'inductance L et l'Hamiltonien du système. En intégrant l'équation (IV.2) de 0 à t , nous obtenons l'équation de l'équilibre des énergies :

$$\underbrace{\int_0^t v(\tau)i(\tau) d\tau}_{\text{fournie}} - \underbrace{\int_0^t Ri^2(\tau) d\tau}_{\text{dissipée}} = \underbrace{H(t)}_{\text{disponible}} - \underbrace{H(0)}_{\text{initiale}}$$

Où :

$\int_0^t v(\tau)i(\tau) d\tau$: est l'énergie fournie au réseau.

$\int_0^t Ri^2(\tau) d\tau$: est l'énergie dissipée

$H(t) - H(0)$: est l'énergie stockée (disponible)

Dans cet exemple, la vitesse d'injection $v.i$ est la puissance délivrée au réseau RLC par la source externe. Le circuit RLC série est donc très clairement dissipatif par rapport à cette vitesse d'injection. De plus, si nous prenons $u = v$ comme entrée et $y = i$ comme sortie (ou inversement), alors le système $H: u \rightarrow y$ est passif [JAA 11].

IV.4 définition de la passivité

Définitions IV.1

Dans un but de simplicité, nous allons nous restreindre aux systèmes de la forme :

$$H: \begin{cases} \dot{x} = f(x, u), & x(0) = x_0 \in \mathfrak{R}^n \\ y = h(x, u) \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Avec $x \in \mathfrak{R}^n$ vecteur d'état, $u \in \mathfrak{R}^m$ entrée et $y \in \mathfrak{R}^m$ sortie du système H . Nous pouvons alors présenter les définitions mathématiques des concepts précédemment introduits.

Définition IV.2(Dissipativité)

Le système H défini par (IV.3) est dissipatif vis-à-vis de la vitesse d'injection.

$S(u, y): \mathfrak{R}^m \times \mathfrak{R}^m \rightarrow \mathfrak{R}$ si et seulement s'il existe une fonction de stockage $H: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}^+$ telle que

$$H(x(t)) \leq H(x(0)) + \int_0^T S(u(t), y(t)) dt \quad (\text{IV.4})$$

$\forall u, T \geq 0$ et $x_0 \in \mathfrak{R}^n$.

Définition IV.3(Passivité) Le système est passif s'il est dissipatif pour

$$S(u, y) = u^T y ; \text{ La fonction de stockage } H(x) \text{ satisfait } H(0) = 0. \quad (\text{IV.5})$$

-Si $H(x)$ est différentiable alors (IV.5) devient :

$$\dot{V}(x) \leq S(u, y)$$

IV.5 Propriétés des systèmes passifs

IV.5.1 Interconnexion de systèmes passifs

La propriété la plus importante des systèmes passifs est de pouvoir les décomposer en deux sous systèmes passifs interconnectés par retour négatif ou par une mise en parallèle et vis versa, si on a deux sous systèmes passifs sous certaines conditions, on peut les connecter en parallèle ou par retour négatif pour former un système passif.

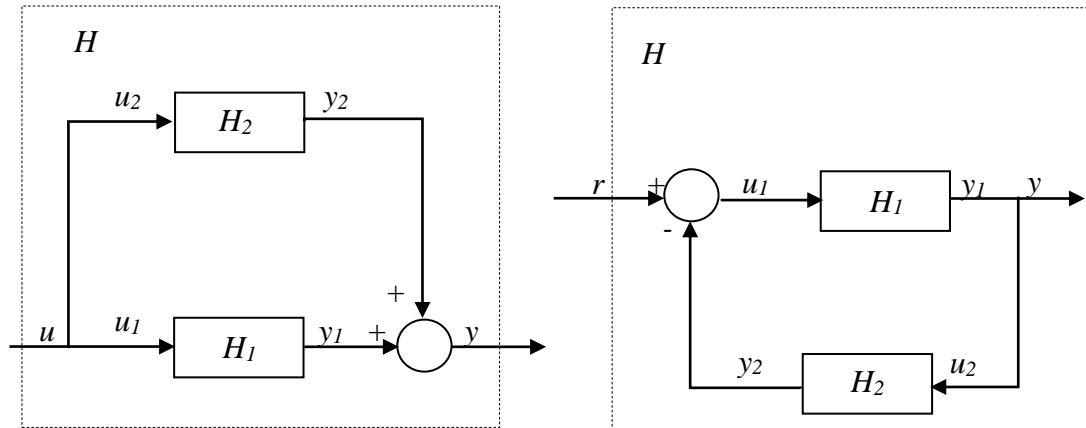


Fig IV. 2: Interconnexions des systèmes passifs

Théorème IV.1(interconnexions des systèmes passifs)

Supposons que les systèmes H_1 et H_2 sont passifs (suivant les indications du figure IV.2). Les deux systèmes, l'un obtenu par l'interconnexion parallèle, et l'autre obtenu par l'interconnexion avec retour négatif, sont tous deux passifs.

IV.5.2 Lemme de Kalman-Yacubovich-Popov(KYP)

Définition IV.4Supposons que le système affine en entrée suivant [HAM 13]

$$H': \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (IV.6)$$

Où $x \in X \subset \mathbb{R}^n$, $u \in U \subset \mathbb{R}^m$ et $y \in Y \subset \mathbb{R}^m$ est passif avec une fonction de stockage $H(x)$, alors par définition : $\forall x \in \mathbb{R}^n$ et $\forall u \in \mathbb{R}^m : \dot{H}(x) \leq u^T \cdot y$.

Or: $\dot{H}(x) = \left(\frac{\partial H(x)}{\partial x} \right)^T dx = \left(\frac{\partial H(x)}{\partial x} \right)^T f(x) + \left(\frac{\partial H(x)}{\partial x} \right)^T g(x) \cdot u \leq u^T \cdot h(x)$

Donc $\left(\frac{\partial H(x)}{\partial x} \right)^T f(x) + \left(\left(\frac{\partial H(x)}{\partial x} \right)^T g(x) - h^T(x) \cdot u \right) \cdot u \leq 0$

Pour satisfaire cette inégalité, il faut que:

$$\frac{\partial H(x)}{\partial x} f(x) \leq 0 \quad (IV.7)$$

$$\frac{\partial H(x)}{\partial x} g(x) = h^T(x) \quad (IV.8)$$

Ces conditions sont l'énoncé du Lemme de KYP de la passivité pour les systèmes non linéaires.

Ces conditions de passivité sont applicables aussi bien aux systèmes linéaires que non linéaires. Cependant, dans le cas des systèmes linéaires représentés par des fonctions de transferts à coefficients réels, la passivité et la positivité de la partie réelle de la fonction de transferts sont équivalentes [HAM 13]. Ceci dit, il sera donc possible de tester la positivité de la fonction de transfert pour vérifier sa passivité.

Proposition IV.1

Un système non linéaire, ayant une fonction de stockage qui satisfait la propriété de KYP est passif et réciproquement.

Dans ce qui suit, on établira la relation entre les concepts de passivité et de stabilité.

IV.6 Stabilité des systèmes passifs

Le concept de la stabilité via la passivité implique l'utilisation d'une fonction de stockage $H(x)$ définie semi positive, cette stabilité n'est pas toujours assurée par la passivité il faut des exigences supplémentaires.

Par exemple :

Si un système est défini par deux variables x_1 et x_2 et d'une fonction de stockage $H(x) = \frac{1}{2} x_1^2$, alors la passivité avec $H(x)$ n'implique pas la stabilité de x_2 . Des conditions supplémentaires sur la détectabilité d'état zéro doivent être satisfaites.

De plus, les systèmes passifs ont une excellente propriété pour la stabilisation. En effet, un bouclage par un gain négatif de leur sortie sur leur entrée conduit à une stabilité garantie, à condition que l'état zéro soit détectable.

IV.6.1 Détectabilité d'état Zéro(ZSD)

Définition IV.5 L'état zéro d'un système est détectable si :

$$y(t) = 0 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = 0 \text{ (IV.9)}$$

Avec la définition de la détectabilité d'état-zéro (ZSD), le lien entre la passivité et la stabilité de Lyapunov peut être établi :

IV.6.1.1 Théorèmes

Théorème IV.2 Considérons un système passif H avec la fonction de stockage $H(x)$, alors :

1-Si $H(x)$ est défini positif ($H(x) > 0$), alors l'état d'équilibre $x = 0$ de H avec $u = 0$ est stable au sens de Lyapunov.

2-Si H est ZSD, alors l'état d'équilibre $x = 0$ de H avec $u = 0$ est stable au sens de Lyapunov.

3-Si en plus de la condition 1 ou de la condition 2, $H(x)$ est radialement illimité (c.-à-d., $H(x) \rightarrow \infty$ tant que $\|x\| \rightarrow \infty$), alors l'état d'équilibre $x = 0$ est globalement stable (GS).

Théorème IV.3

Soit :
$$H : \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \text{ (IV.10)}$$

un système passif avec comme fonction de stockage $H(x)$ et comme point d'équilibre $x = 0, u = 0$ (c.-à-d. $0 = f(0, 0)$) :

Si le système est zéro-déTECTABLE (ZSD), alors, le bouclage

$$u = -y \text{ (IV.11)}$$

Assure la stabilité asymptotique du système. Si la fonction $H(x)$ est radialement non bornée, alors la stabilité asymptotique est globale.

IV.7 Méthodes de synthèse de loi de commande par passivité

Dans cette section, nous allons introduire d'un point de vue théorique, la méthode de synthèse fondée sur la passivité des systèmes Hamiltoniens commandés par ports dite commande basée sur la passivité par assignation d'interconnexion et d'amortissement (IDAPBC).

Définition IV.5 *Système Hamiltonien commandé par ports (PCH)* [VAN-00].

Un système Hamiltonien commandé par ports avec dissipation sur \mathbb{R}^n est défini par une matrice de structure $J(x)$ anti-symétrique de dimension $(n \times n)$, une fonction Hamiltonienne $H(x) : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, une matrice d'entrées $g(x)$ de dimension $(n \times m)$ et les équations

$$\text{dynamiques: } H : \begin{cases} \dot{x} = (J(x) - R(x)) \frac{\partial H(x)}{\partial x} + g(x)u \\ y = g^T(x) \frac{\partial H(x)}{\partial x} \end{cases}$$

Avec $J(x) = -J^T(x)$ et $R(x) = R^T(x) \geq 0 \forall x \in \mathbb{R}^n$.

Proposition IV.4.2 :

Le système Hamiltonien H est passif, et la fonction de stockage est sa fonction Hamiltonienne $H(x)$.

Preuve : voir [VAN.00].

IV.7.1 Commande par assignation d'interconnexion et d'amortissement (IDAPBC)

La méthodologie IDAPBC utilise les modèles Hamiltoniens rappelés ci-dessous :

$$\begin{cases} \dot{x} = (J(x) - R(x)) \frac{\partial H(x)}{\partial x} + g(x)u \\ y = g^T(x) \frac{\partial H(x)}{\partial x} \end{cases} \text{ (IV.17)}$$

Où $x \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état, $u \in \mathbb{R}^m$ avec $m < n$ est la commande, $H : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ est l'énergie totale emmagasinée par le système, $J(x)$ antisymétrique et $R(x)$ symétrique semi-

définie positive sont respectivement les matrices d'interconnexion et d'amortissement naturelles et $u, y \in \mathfrak{R}^m$ sont des variables dont le produit est homogène à une puissance [JAA 11].

Proposition IV.2 Considérons le système affine en u :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \quad (IV.18)$$

Supposons qu'il existe des matrices $g^\perp(x), J_d(x) = -J_d^T(x), R_d(x) = R_d^T(x) \geq 0$ et une fonction $H_d: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ qui vérifient l'équation aux dérivées partielles

$$g^\perp(x)f(x) = g^\perp(x)(J_d(x) - R_d(x)) \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \quad (IV.19)$$

Où $g^\perp(x)$ est telle que $g^\perp(x)g(x) = 0$ et $H_d(x)$ est telle que le point d'équilibre $x^* \in \mathfrak{R}^n$ à stabiliser est un minimum de $H_d(x)$ sur \mathfrak{R}^n . Alors le système (IV.18) en boucle fermée avec $u = \beta(x)$ où

$$\beta(x) = (g^\perp(x)g(x))^{-1}g^\perp(x)((J_d(x) - R_d(x)) \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} - f(x)) \quad (IV.20)$$

Prend la forme

$$\dot{x} = (J_d(x) - R_d(x)) \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \quad (IV.21)$$

Avec x^* un point d'équilibre localement stable. Il sera asymptotiquement stable si x^* est minimum isolé de H_d sur \mathfrak{R}^n et le seul élément de \mathfrak{R}^n tel que :

$$\left(\frac{\partial H_d(x)}{\partial x}\right)^\perp R_d(x) \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} = 0$$

Démonstration. Lorsque $\beta(x)$ de (IV.20) est injectée à la place de u dans (IV.18), nous obtenons (IV.21), ce qui conduit à l'équation de correspondance :

$$f(x) + g(x)u = (J_d(x) - R_d(x)) \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \quad (IV.22)$$

En multipliant par $g^\perp(x)$, nous retrouvons l'équation aux dérivées partielles (IV.19).

Nous avons, le long des trajectoires de (IV.21) :

Ainsi, $H_d(x)$ est une fonction de Lyapunov qui vérifie les conditions de stabilité (asymptotique) requises pour x^* .

Il est donc clair que la synthèse d'un correcteur par la méthode IDAPBC consiste à trouver :

-les matrices $g^\perp(x), J_d(x) = -J_d^T(x), R_d(x) = R_d^T(x) \geq 0$

-et une fonction $H_d: \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ qui x^* comme minimum local ou global sur \mathfrak{R}^n .

Et qui vérifient l'équation aux dérivées partielles (IV.19). Il y a au moins trois approches différentes afin de procéder à la résolution de cette équation :

IDA non paramétrique Le nom de IDAPBC vient du fait que la première idée a été de fixer, a priori, les matrices d'interconnexion $J_d(x)$ et de dissipation $R_d(x)$ désirées, ainsi que $g^\perp(x)$. Ce qui amène alors à une équation aux dérivées partielles en $H_d(x)$ donnant un ensemble de solutions pour $H_d(x)$ dont on choisit celle qui aura pour minimum le point d'équilibre désiré x^* .

IDA algébrique Nous pouvons aussi fixer la fonction de stockage d'énergie désirée $H_d(x)$ et ainsi (IV.19) devient une équation algébrique en $J_d(x)$, $R_d(x)$ et $g^\perp(x)$.

IDA paramétrique Pour certains types de systèmes, il est préférable de restreindre la fonction de stockage d'énergie $H_d(x)$ à une certaine classe de fonctions. Par exemple, pour un système mécanique, ce sera la somme de l'énergie potentielle qui ne dépend que de la position et de l'énergie cinétique qui est une forme quadratique sur les moments. En donnant une structure à cette fonction $H_d(x)$, nous obtiendrons alors une nouvelle équation aux dérivées partielles qui nous fournira des contraintes sur les matrices d'interconnexion et d'amortissement.

IV.8 Application de la commande basée sur La passivité pour le contrôle de la MSAP

IV.8.1 Rappel du modèle de Park de la MSAP

Le modèle classique de la machine dans le repère dq , conduit aux équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -R_s i_d + \omega L_q i_q + V_d \\ \frac{di_q}{dt} = -R_s i_q - \omega L_d i_d - \omega \varphi + V_q \\ J \frac{d\omega}{dt} = p \left((L_d - L_q) i_d i_q + \varphi i_q \right) - c_r \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

Dans ces équations p représente le nombre de paires de pôles, V_d, V_q, i_d, i_q sont les tensions et les courants, L_d et L_q sont les inductances directe et quadratique de la machine, R_s est la résistance statorique, C_r est le couple de charge, et φ et J sont le flux produit par les aimants et le moment d'inertie normalisé avec p . ω est la vitesse électrique exprimée en radians par seconde (la relation entre les variables électriques et mécaniques est $\omega = P\Omega$). La fonction d'énergie du système est donnée par

$$H(x) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{L_d} x_1^2 + \frac{1}{L_q} x_2^2 + \frac{p}{J} x_3^2 \right] \quad (\text{IV.24})$$

En prenant comme vecteur d'état $x = [x_1, x_2, x_3]^T = [L_d i_d, L_q i_q, (J/P)\omega]^T$. Le système (IV.23) peut alors être réécrit sous la forme d'un système PCH :

$$\dot{x} = [J(x) - R(x)] \nabla H(x) + g(x)u + \zeta$$

$$g = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad \zeta = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ C_r \\ -\frac{1}{P} \end{bmatrix}$$

$$J(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & x_2 \\ 0 & 0 & -(x_1 + \varphi) \\ -x_2 & (x_1 + \varphi) & 0 \end{bmatrix} \quad R(x) = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

IV.8.2 Contrôleur IDA-PBC

Le point d'équilibre désiré pour les machines synchrones est choisi selon le principe de la commande vectorielle c.à.d. $i_d=0$, $x^* = [x_1^*, x_2^*, x_3^*]^T = [0, (L_q C_r / P \varphi), (J/p)\omega^*]^T$, avec ω^* la vitesse de référence. Dans cette section nous imposons la structure de la fonction d'énergie désirée :

$$H_d(x) = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{L_d} x_1^2 + \frac{1}{L_q} (x_2 - x_2^*) + \frac{p}{J} (x_3 - x_3^*)^2 \right] \quad (IV.25)$$

Où $x_1^* = 0$, et comme objectif de déterminer celle de la matrice désirée $[J_d - R_d]$

$$J_d - R_d = \begin{bmatrix} -r_1 & J_{12} & J_{13} \\ -J_{12} & -r_2 & J_{23} \\ -J_{13} & -J_{23} & 0 \end{bmatrix}$$

Où $r_i > 0$, et les fonction J_{ij} sont définies.

$$-J_{13} \frac{x_1}{L_d} - J_{23} \frac{\tilde{x}_2}{L_q} = \gamma x_1 x_2 + \varphi \frac{x_2}{L_q} - \frac{C_r}{p} \quad (IV.26)$$

Où l'inconnue est la matrice désirée $[J_d(x) - R_d(x)]$ avec $\gamma = 1/L_q - 1/L_d$ et $\tilde{x}_2 = x_2 - x_2^*$. Pour trouver la solution de l'équation (IV.26), nous faisons une simplification en posant $J_{23} = -\varphi$, ainsi $-J_{23} \frac{\tilde{x}_2}{L_q}$ est égal à $\varphi \frac{x_2}{L_q} - \frac{C_r}{p}$.

L'équation algébrique (IV.26) permet alors de trouver l'expression de la fonction J_{13} comme suit

$$J_{13} = \left(1 - \frac{L_d}{L_q} \right) x_2$$

L'expression du contrôleur IDA-PBC est alors donnée par :

$$\begin{cases} V_d = (R_s - r_1) \frac{x_1}{L_d} + J_{12} \frac{x_2 - x_2^*}{L_q} + \frac{pL_d}{JL_q} x_2 x_3^* - \frac{p}{J} x_2 x_3^* - \frac{pL_d}{JL_q} x_2 x_3 \\ V_q = (R_s - r_2) \frac{x_2}{L_q} + r_2 \frac{x_2^*}{L_q} - J_{12} \frac{x_1}{L_d} + \frac{p}{J} \varphi x_3^* + \frac{p}{J} x_1 x_3 \end{cases} \quad (IV.27)$$

Où x^* est le point d'équilibre désiré, et J_{12}, r_1, r_2 sont des paramètres de réglage, avec $r_1, r_2 > 0$, et $J_{12} \in \mathfrak{R}$. En choisissant $J_{12} = \frac{pL_d}{J} x_3$. Nous obtenons la commande linéaire suivante :

$$\begin{cases} V_d = (R_s - r_1) \frac{x_1}{L_d} - \frac{pL_d x_2^*}{J L_q} x_3 + \frac{pL_d}{J L_q} x_2 x_3^* - \frac{p}{J} x_2 x_3^* \\ V_q = (R_s - r_2) \frac{x_2}{L_q} + r_2 \frac{x_2^*}{L_q} + \frac{p}{J} \varphi x_3^* \end{cases} \quad (IV.28)$$

Le gradient de $H_d(x)$ à x^* , $\left. \frac{\partial H_d(x)}{\partial x} \right|_{x=x^*} = 0$ et $\frac{\partial^2 H_d(x)}{\partial x^2} > 0$ est défini positif. Ceci assure la stabilité asymptotique globale de x^* avec la fonction de Lyapunov $H_d(x)$.

On constate dans l'expression des contrôleurs qu'il apparait le terme x_2^* qui est inconnu puisqu'il dépend du couple de charge de la machine. Il faut donc déterminer le couple de charge, en faisant appel par exemple à un observateur.

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{p}{J} \left(\gamma x_1 + \frac{\varphi}{L_q} \right) x_2 - l_1 (\hat{\omega} - \omega) - \frac{1}{J} C_r \\ \frac{d\hat{\Gamma}_l}{dt} = l_2 (\hat{\omega} - \omega) \end{cases} \quad (IV.29)$$

Où l_1 et l_2 sont des paramètres de réglage positifs.

VI.9 Résultats de simulation de la commande par passivité de MSAP

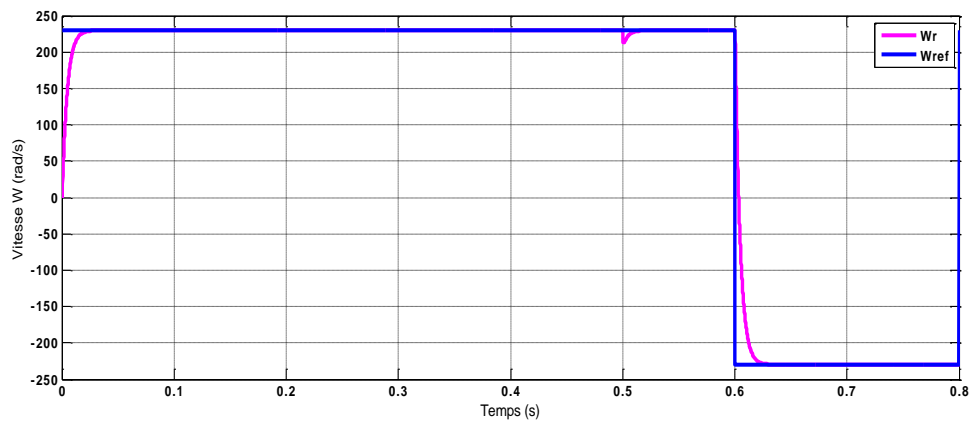


Fig IV. 3: Représentation de la vitesse et de la vitesse de contrôleur IDA-PBC

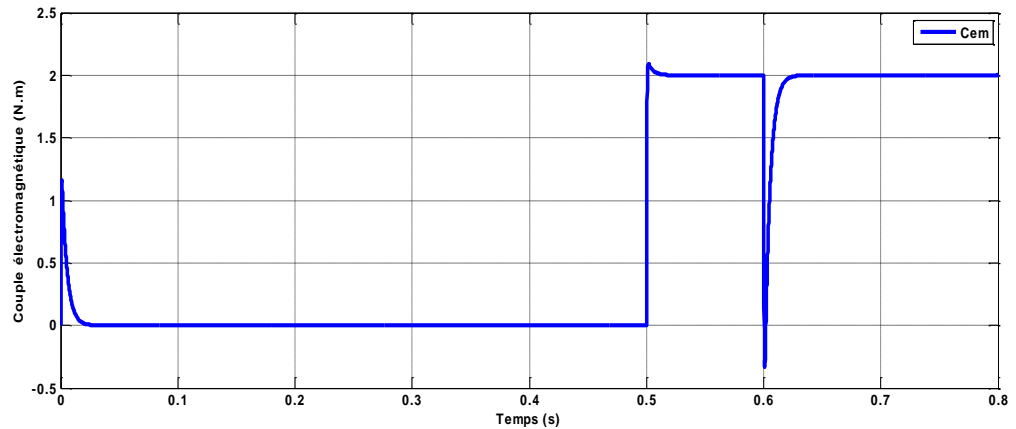


Fig IV. 4: Représentation de couple pour le contrôleur IDA-PBC

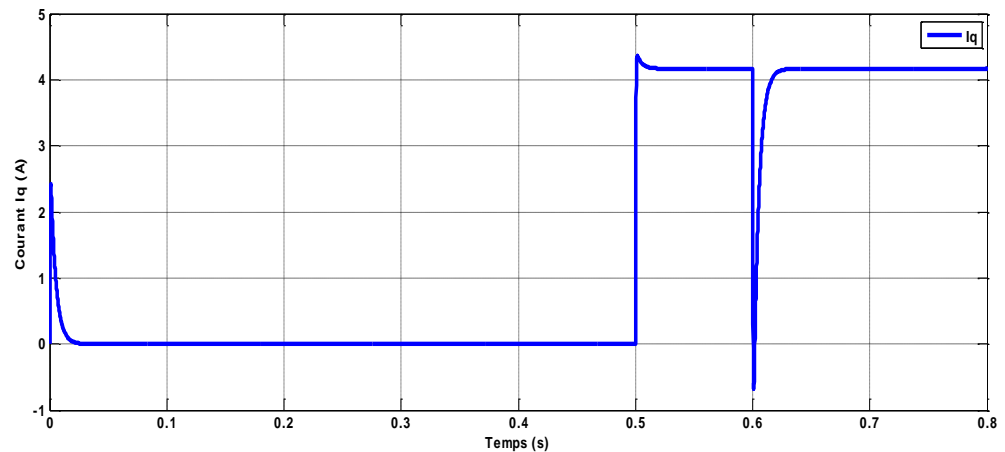


Fig IV. 5: Représentation de courant I_q de contrôleur IDA-PBC

IV.10 Interprétation des résultats de simulation

Les résultats de simulation pour la commande linéaire IDA-PBC sont représentés sur les figures 3-5. On fixe les paramètres de réglage $r_1 = 10$ et $r_2 = 5$. La figure (IV.3) montre le résultat de simulation pour variation de vitesse avec un couple de charge égal à $C_r = 0.5$ Nm. On remarque que la vitesse suit très bien sa consigne sans erreur statique bien qu'il n'y ait pas d'intégrateur dans les équations du contrôleur. Sur la figure (IV.5), on peut aussi noter la limitation naturelle de pic de courant.

IV.11 Test de robustesse

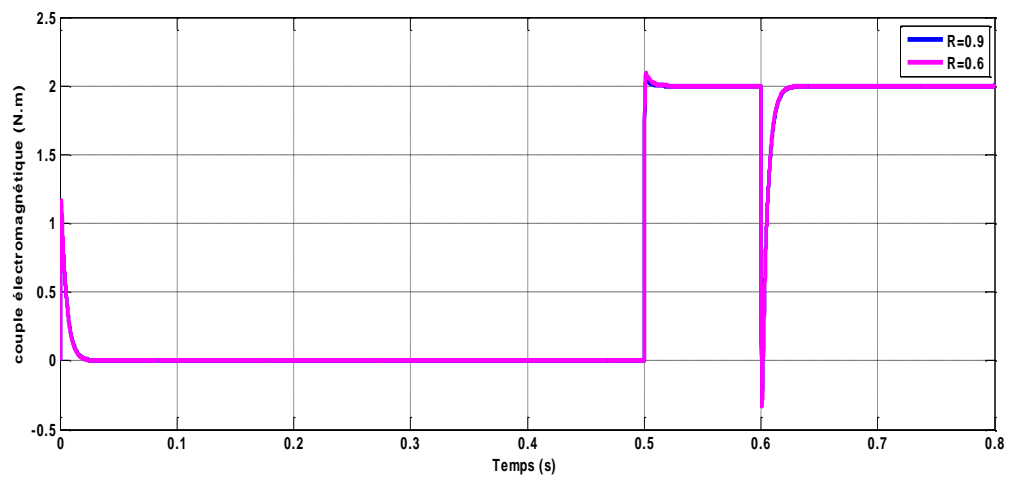
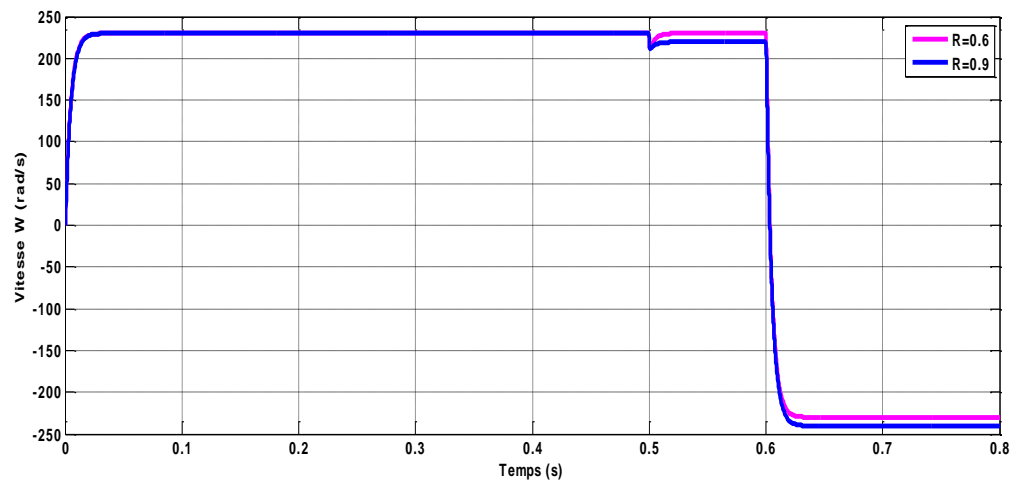
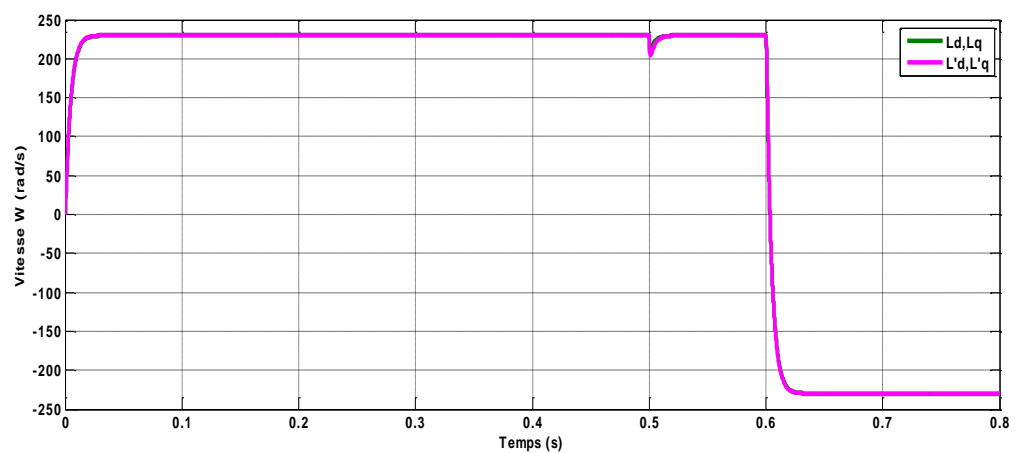


Fig IV. 6: résultats de simulation lors des variations de R_s



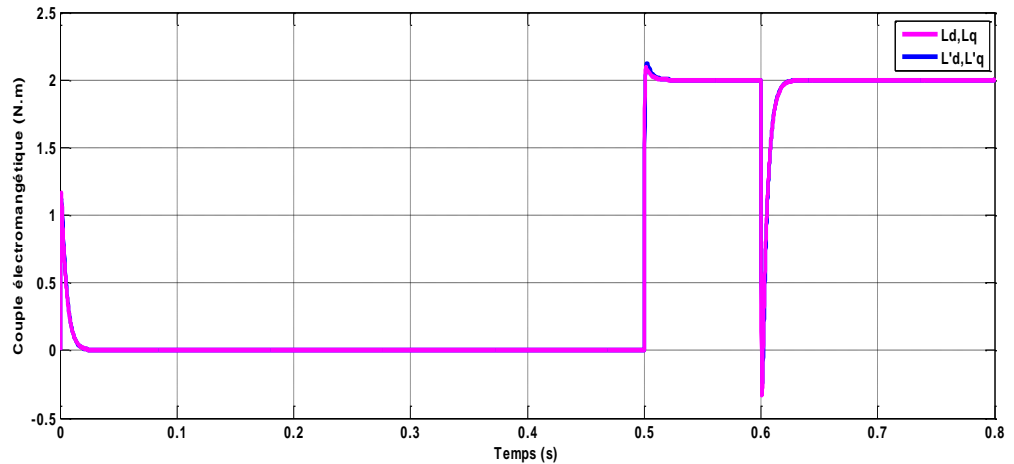


Fig IV. 7: Résultats de simulation lors des variations de L_d et L_q

Afin de tester les performances du système en présence de variations paramétriques de la machine, des tests de robustesse sont réalisés. Pour cela, on modifie R_s , L_d et L_q . La figure (IV.6) représente le résultat obtenu pour une augmentation de la résistance de 50%. Ce test montre que le contrôleur IDA-PBC est peu sensible aux variations de résistance de la machine. Les figures (IV.7) montrent les résultats obtenus pour une diminution de l'inductance L_q de 50% et une augmentation de l'inductance L_d de 50%. Ces tests montrent aussi que le contrôleur IDA-PBC est peu sensible aux variations des inductances de la machine. On constate un dépassement léger.

On constate que les deux régulateurs ont les mêmes performances, y compris en terme de robustesse. Néanmoins, avec le contrôleur IDA-PBC la stabilité asymptotique globale est prouvée.

IV.12 Étude comparative

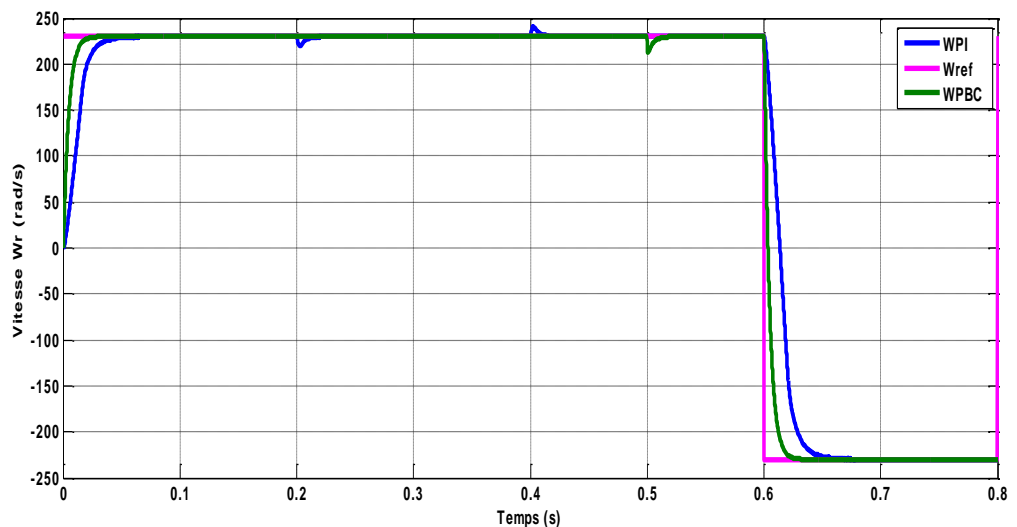


Fig IV. 8: Les résultats de simulation de la MSAP pour les deux techniques

La commande basé sur la passivité est une nouvelle loi de commande ont été comparés avec une commande classique (régulateur PI) et ont prouvé la garantir des performances de la PBC qui sont illustré par la simulation pour le suivi de trajectoire et le rejet de perturbation.

IV.13 Concluions

La passivité a longtemps été un outil important et efficace dans l'analyse des systèmes non linéaire et la conception de la commande.

Dans ce chapitre, les concepts de base des systèmes passifs ont été introduits. Les définitions et les théorèmes relatifs à ces systèmes ont été définis. Les propriétés de ces derniers sont discutées, tout en mettant l'action sur une propriété clé, à savoir, l'interconnexion de deux systèmes passif est encore passive.

Le lien entre la passivité et la stabilité est mis en évidence. Les systèmes passifs sont Lyapunov stable. Par ailleurs, l'interconnexion en parallèle de système passif est à nouveau passif et donc Lyapunov passif stable. La stabilité n'est pas toujours assurée par la passivité. Pour cela, des conditions additionnelles (détectabilité, observabilité) sont exigées.

CONCLUSION GENERALE

Le travail réalisé dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de la commande basée sur la passivité. Il porte essentiellement sur l'une de ses variantes qui est la commande basée sur la passivité avec assignation d'interconnexion et d'amortissement (IDA-PBC).

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de *Park* pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine.

Le deuxième chapitre nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasée à deux niveaux ainsi que ses différentes stratégies de commande.

Dans le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle de la MSAP associé à des régulateurs PI. Les résultats de simulation de l'entraînement sont dans l'ensemble acceptables. Ils montrent bien les performances de la commande vectorielle: la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique de commande se manifeste lors des variations paramétriques de la machine.

Le quatrième chapitre approche de la commande a été d'exploiter les outils théoriques de la passivité. Pour cette approche de synthèse des lois de commande, nous avons utilisé les modèles énergétiques d'Euler-Lagrange et Hamiltonien bien adaptés à la formulation et à la «vision » énergétique des convertisseurs. Un des intérêts de cette méthodologie de modélisation est qu'elle conduit à des représentations bien adaptées à leur exploitation par les principes de la passivité. La loi de commande (IDAPBC passive) a été proposée.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [ABD00] H.Abdellaoui. Etude Expérimentale de la Position Rotorique d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents par Variables Eclectiques, mémoire de magister, Université de Tizi-Ouzou,
- [AID13] H. Aid. W.Aina. Synthèse de Lois de Commandes Non Linéaire pour un Entraînement Electrique à Vitesse Variable Basé sur un Moteur Synchrone à Aimants Permanents, mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2013
- [AGU04] D. Aguglia. Identification des Paramètres des Moteur à Induction Triphasé en Vue de sa Commande Vectorielles, thèse pour l'obtention du grade de maitre ès sciences, université LAVAL QUEBEC Canada, 2004
- [AKR 07] Commande de la Machine Synchrone à Aimants Permanents Par l'Assignation de l'Interconnexion et de l'Amortissement, Article, LGEP/SPEE Labs; CNRS UMR8507; Supelec; Univ Pierre et Marie Curie-P6; Univ Paris Sud-P11, F-91192 Gif-sur-Yvette, 2007
- [AME05] A. Ameer. Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant, mémoire de magister, Université de Batna, 2005
- [BEN09] A. Benbrahim. Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents, mémoire de magister, université de Annaba, 2010
- [BEN10] L.Benalia. Commande en Tension des Moteurs à Induction double alimentés, Thèse de doctorat, université de Batna, 2010

- [CHO11] N. Choug. Etude de la Robustesse des Contrôleurs flous d'une machine synchrone à Aimants Permanents avec pilotage vectorielle, mémoire de magister, université de Batna, 2011
- [FER11] A. Ferroudj. Commande Non Linéaire de la MSAP Sans Capteur de vitesse. Apporte des Méthode de l'Intelligence Artificielle, mémoire de magister, université de Batna, 2011
- [GRE97] G. Grellet, G. Clerc, Actionneur Electriques, Principe, Modèles, Commandes, Eyrolles, 1997
- [HAM 13] O. Hamdous. Mise en œuvre d'une commande par Interconnexion basée sur la Passivité, mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2013
- [HEM00] M.I. Hemmami. Commande sans capteur de Vitesse d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) par l'utilisation de la Commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à Mode Glissant, mémoire de magister, Université de Biskra,
- [JAA 11] A. Jaafar contribution à la modélisation, l'analyse et l'optimisation de lois de commande pour convertisseurs DC-DC de puissance, thèse de doctorat, Ecole Doctorale « Science et technologies de l'information des Télécommunications et des Systèmes », 2011
- [LAH09] D. Lahouel. Commande Non Linéaire Adaptatif d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents, mémoire de magister, Université de Batna, 2009
- [MER07] A. Merbat. Commande Non Linéaire à Modèle Prédicatif pour une Machine, Thèse de doctorat en ingénierie, université du QUEBEC à Chicoutimi, 2007
- [MOU07] L. Moussaoui. Contribution à la Commande des Machines Synchrones à Aimants Permanents, Utilisation des Réseaux de Neurones et de la Logique Floue, mémoire de magister, Université de Annaba, 2007

- [NAB10] K. Nabti. Stratégies de Commande et Techniques Intelligentes Appliqués aux Machines de Type Synchrone, Thèse de doctorat en sciences, Université de Mentouri de Constantine, 2010
- [NSE07] A. Nait Seghir. Contribution à la Commande Adaptative et Neuronale d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents, Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique El-harrach, 2007
- [RAM13] S. Ramdani. Commande par Backstepping du Moteur à Aimants Permanents Alimenté par Onduleur de Tension, mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2013
- [TAM06] H. Tamrabet. Robustesse d'un Contrôle Vectorielle de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone, mémoire de magister, Université de Batna, 2006
- [VAN-00] Al. Van der schaft, L2-Gain and Passivity Techniques in Nonlinear Control, Springer-Verlag, London, 2000.

ANNEXE A

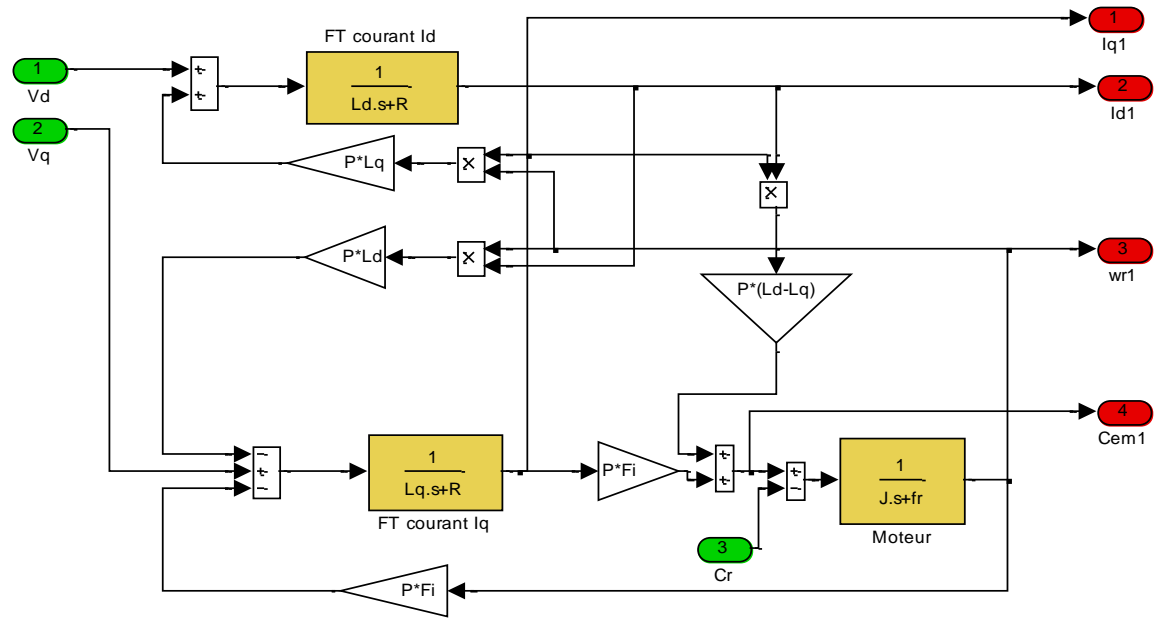
➤ *Les paramètres de la machine (MSAP) :*

Les caractéristiques de la MSAP qui est utilisé sont données dans le tableau suivant :

Tableau A.1 Paramètres du MSAP

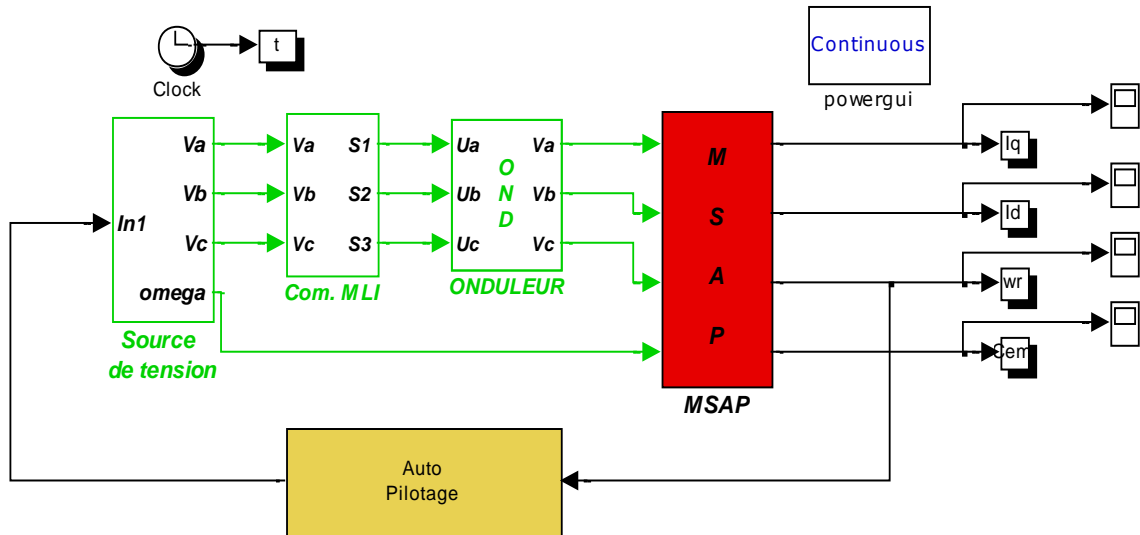
Nombre de paire de pôles	4	P
Résistance statorique directe	0.6 [Ω]	R_s
Inductance statorique directe	1.4 [mH]	L_d
Inductance statorique quadratique	2.8 [mH]	L_q
Flux des aimants	0.12 [Wb]	Φ_f
Moment d'inertie	11 10^{-5} [N.m.s ² /rad]	J
Coefficient de frottement	14 10^{-5}	f_v
Tension nominale	120 [V]	V_N
Courant nominale	30 [A]	I_N

➤ *Modèle du moteur synchrone à aimants permanents*

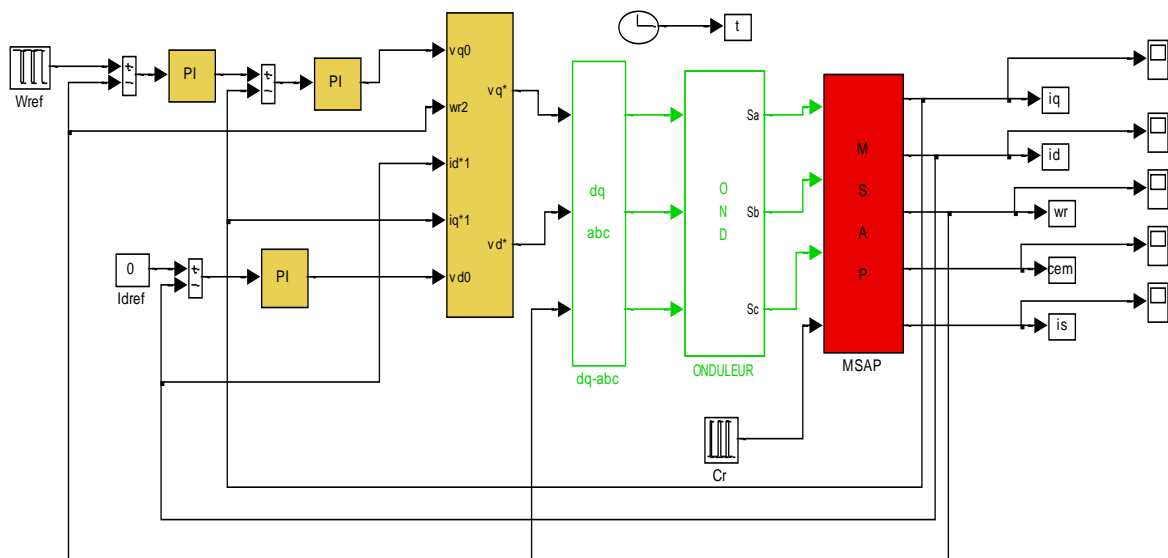


ANNEXE B

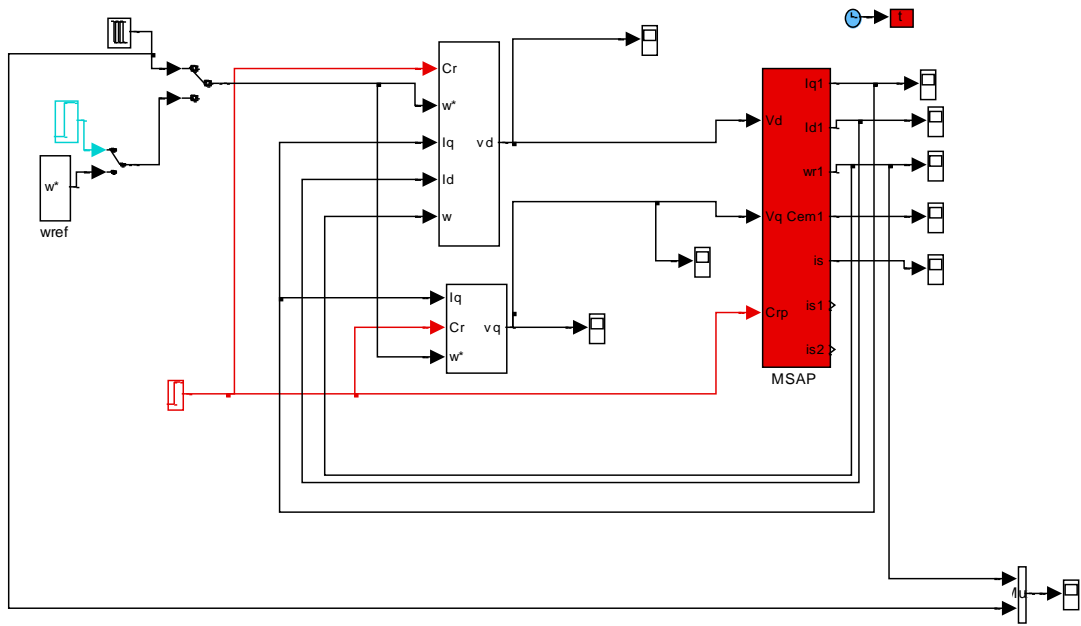
➤ *Modèles SIMULINK construit pour les différentes simulations*



Association de moteur MSAP_Onduleur



commande vectorielle avec découplage par compensation



Commande par passivité de la MSAP