



وزارة البحث العلمي والتعليم العالي
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
جامعة عبد الحميد بن باديس مستغانم
Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem
كلية العلوم و التكنولوجيا
Faculté des Sciences et de la Technologie
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



N° d'ordre : M...../GE/2021

MEMOIRE

Présenté pour obtenir le diplôme de

MASTER EN GENIE ELECTRIQUE

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Electrotechnique Industrielle

par

BELARABI HADJER

OTMANE AMEL

**Identification des paramètre d'une machine asynchrone par méthode
PSO (particle swarm optimization)**

Soutenu le 11 / 07 / 2021 devant les jurys composé de :

Président :	Mme.BACHERI	MCB	Université de Mostaganem
Examineur :	Mr.BENYAMINA	MCB	Université de Mostaganem
Rapporteur :	Mme.BEKKOUCHE	MCB	Université de Mostaganem

Année Universitaire 2020/2021

اهداء

وصلت رحلتي الجامعية الى نهايتها بعبد تعب مشوار و طول انتظار ...

ها انا دا اختم ببحتي التخرجي و هدا بفضل من الله و بمن كان له سند في دعمي لمسيرتي.

اهدي بحتي هدا

الى ابي الذي افتخر لحملي لاسمه و الذي كان له الفضل الكبير لوصولي الى ما انا عليه الان و اقل ما يمكن رده كجميل هو وضع اسمه على ما سعى لأوصالي اليه

الى من جعل الله الجنة تحت اقدامها التي ضحت بالكثير بالغالي و النفيس امي و الان انا اقف في هذا المنبر بفضلتي دعواتكن و وقوفكن الى جانبي امي و جدتي وعمتي

الى اخي قرة عيني وتيني سندي قوتي عند ضعفي املي عند يآسي

الى اخواتي التي انجبتهم لي الدنيا وجعلتن المواقف أغلي ما اهدتني

الى روجي جدي الطاهرة الذي لطالما طال الفراق لزلت ترافقتي

الى العائلتي و كل أصدقائي و من ساندني و لو بابتسامة لأنها كانت دافعا لي

و الى كل من علمني حرف اخص بالذكر اساتذتي (المعلمة بن سعيد . المعلم براضية . اساتذتي بن عزوز . استادة مداوي . استاذتي بلعراي . استاذ بن قندوز . استاد بوزار . استادة اسطنبولي)

اهداء

مرت قاطرة البحث بكتير من العوائق. و ذلك حاولت ان اتخطاها بتببات بفضل من الله و منه.
الى من افضلها على نفسي . ولم لا فلقد ضحت من اجلي ولم تدخر جهدا في سبيل اسعادي على الدوام امي
تسير في دروب الحياة ويبقى على ادهاننا في كل مسلك نسلكه اخي سندي وزوجته كاغلى اخت
احبائي اولاد اخي الغالي وسام بلقاسم محمد
الى اغلى ما عندي خالتي لطالما كن بجانبني و اولادهن
الى عائلتي و اصدقائي و من سامدني من قريب او بعيد

Remerciements

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à ma directrice de mémoire, Madame F.BEKKOUCHE . Je la remercie de m'avoir encadré, orienté, aidé et conseillé.

J'adresse mes sincères remerciements à tous les professeurs sur tous Monsieur CHAOUACH. Monsieur et Monsieur SAWAG , intervenants et toutes les personnes qui par leurs paroles, leurs écrits, leurs conseils et leurs critiques ont guidé mes réflexions et ont accepté de me rencontrer et de répondre à mes questions durant mes recherches.

Je tiens à remercier également les membres de jury :

-Madame BACHIRI.

-Monsieur BENYAMINA.

Je remercie mes très chers parents, qui ont toujours été là pour moi. Je remercie mes sœurs , et mon frère , pour leurs encouragements.

Enfin, je remercie mes amis qui ont toujours été là pour moi. Leur soutien inconditionnel et leurs encouragements ont été d'une grande aide.

À tous ces intervenants, je présente mes remerciements, mon respect et ma gratitude.

Résumé

Ce projet de fin d'étude présente une technique l'identification des paramètres d'une machine asynchrone par **particule l'essaim optimisation "PSO"**. Après avoir présenté l'état de l'art et la modélisation du moteur asynchrone et le model de Park, nous avons appliqué la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, Nous sommes intéressés au régulateur PI classique présenté certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Pour améliorer les performances du système à commander (couple, vitesse), ont appliqué la technique identification des paramètres d'une machine asynchrone par **PSO** afin d'estimé ces paramètres (moment d'inertie, la résistance statorique et la résistance rotorique). Les résultats de simulations par Matlab/Simulink sont présentés.

Mots clés : Machine asynchrone (MAS), Commande vectorielle, optimisation,ps0.

Abstract:

This end-of-study project presents a technique for identifying the parameters of an asynchronous particle machine by "PSO" optimization After presenting the state of the art and the modeling of the asynchronous motor and Park's model, we applied the vector control by orientation of the rotor flux,

We are interested in the classic PI regulator presented some disadvantages such as the sensitivity to the parametric uncertainties of the machine and their variations. To improve the performance of the system to be controlled (torque, speed), we applied the technique of identifying the parameters of an asynchronous machine by PSO in order to estimate these parameters (moment of inertia, stator resistance and rotor resistance).

The results of simulations by Matlab / Simulink are presented.

Keywords: Asynchronous machine (MAS), Vector control ,optimization.

ملخص

يقدم مشروع نهاية الدراسة هذا تقنية لتحديد معالم آلة الجسيمات غير المتزامنة عن طريق تحسين "PSO"

بعد تقديم أحدث ما توصلت إليه التقنية ونمذجة المحرك غير المتزامن ونموذج Park ، طبقنا التحكم في القوة الموجهة من خلال توجيه تدفق الدوار ،

نحن مهتمون بمنظم PI الكلاسيكي الذي قدم بعض العيوب مثل الحساسية لأوجه عدم اليقين البارامترية للآلة وتنوعاتها. لتحسين أداء النظام المراد التحكم فيه (عزم الدوران ، السرعة) ، طبقنا تقنية تحديد معالم آلة غير متزامنة بواسطة PSO من أجل تقدير هذه المعالم (لحظة القصور الذاتي ، ومقاومة الجزء الثابت ، ومقاومة الدوار).

Matlab/Simulink

الكلمات المفتاحية.. الماكنة الامتزامنة ,تحسين ,التحكم الشعاعي.

NOTATIONS ET SYMBOLES

CV Commande vectorielle

MAS Machine Asynchrone

MRAS Model Référence Adaptative System

MLI Modulation de Largeur d'Impulsion

PI Régulateur Proportionnel et Intégral

PSO Particle Swarm Optimization

AGs Algorithmes génétiques

V_{ds}, V_{qs} Composantes du vecteur tension satorique dans le référentiel (d,q)

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} Composantes du vecteurs tension satorique dans le référentiel du stator

V_{dr}, V_{qr} Composantes du vecteur tension rotorique dans le référentiel (d,q)

Vecteur courant satorique

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} Composantes du vecteurs courant satorique dans le référentiel du stator

I_{ds}, I_{qs} Composantes du vecteur courant satorique dans le référentiel (d,q)

Vecteur courant rotorique

I_{dr}, I_{qr} Composantes du vecteur courant rotorique dans le référentiel (d,q)

C_e Couple électromagnétique

C_r Couple résistant

J Inertie mécanique

f_v Coefficient de frottement visqueux

R_s (R_r) Résistance du stator (rotor)

L_s (L_r) Inductance propre cyclique du stator (rotor).

M Inductance mutuelle stator-rotor.

σ Coefficient de dispersion totale.

\mathbf{Im} Partie imaginaire du nombre complexe

ω pulsation rotorique

Ω vitesse mécanique du rotor

Φ_{dr}, Φ_{qr} composant du flux rotorique dans le référentiel

d

$/dt$ Opérateur dérivée

Chapitre 1 : Généralité et Modélisation d'une machine asynchrone :

I.1 Introduction :	4
I.2 Description générale.....	4
I.2.1. Le stator.....	4
I.2.2. Le rotor.....	4
I.2.2.1. Le rotor à cage d'écureuil (rotor en court-circuit).....	5
I.3. Principe de fonctionnement.....	7
I. 4. En fonctionnement normal, ces enroulements sont court-circuités...	8
I.5. Cas du moteur à cage :	10
I.6.. Définitions de quelques paramètres de la machine asynchrone :	11.
I.7. Mode de fonctionnement du système à contrôler.....	10
I.7.1. Modèle de la machine asynchrone.....	13
I.8..Principe de la commande à MLI	13
I.9. Hypothèse simplificatrices.....	17
I.10. MODELE VECTORIEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE	17
I.11.Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte.....	28
I.11.1 Résultat de simulation	28
I.12 .Modélisation de l'alimentation de la MAS.....	31
I.13. Comportement dynamique du système MAS - Onduleur.....	35
I.14.resultat du simulation	35
I.15. Conclusion.....	39

Chapitre 2 :COMMANDE VECTORIEL

II.1. Itroduction.....	42
II.2. Principe de la commande vectorielle.....	42
II.3.Types de la commande vectorielle.....	44
II.4.Les problèmes posés par le découplage.....	47
II.5.Bloc de défluxage	47
II.6.Types de MLI.....	48
II.7.La régulation.....	49
II.8.Résultats De Simulation	54
II.9. CONCLUSION.....	60

Chapitre 3 :Identification d' une machine asynchrone par methode PSO

III.1. Introduction.....	62
III.2.Définition de l'optimisation.....	62
III-3-Fonction Objectif.....	62
III-4-optimisation et identification ;deux problématiques semblables.....	65
III-5- Principe de l'Algorithme PSO.....	66.
III-6-INDICES DE PERFORMANCE D'UN PI	66
<i>III-7-L'organigramme se récapitule en.....</i>	<i>70.</i>
III-8-SIMULATION ET RESULTATS.....	71

Liste des figures :

Chapitre 1 : Généralité et Modélisation d'une machine asynchrone

Figure I-1 : vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage6

Figure I-2 : machine asynchrone.....6

Figure I-3 : enroulement du stator.....7

Figure I-4: le champ tournant est produit par trois bobinages fixes,.....9

Figure I -5 : enroulement du rotor.....9

Figure I -6:moteur asynchrone.....10

Figure I -7 : aimant de champ tournant.....10

Figure I- 8 : Schéma général du système à contrôler.....13

Figure I -9 : La stratégie MLI pour un bras de l'onduleur.....14

Figure I -10 : Représentation du vecteur champ tournant.....18

Figure I -11 : Position du système d'axes (d, q).....20

Figure I -12 : Comportement dynamique du système MAS – onduleur en boucle ouverte vitesse mécanique.....29

Figure I-13 : Comportement dynamique du système MAS –Onduleur en boucle ouverte couple électromécanique.....30

Figure I-14 : Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte courant statorique...30

Figure I-15 : Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte flux rotorique $\Phi_{r d} , \Phi_{r q}$ 31

Figure I-16 : Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte $i_{s d}^* , i_{s q}^*$ 31

Figure I-17 : Schéma de principe d'un onduleur à MLI.....33

Figure I-18 : Les formes des tensions à l'entrée de l'onduleur et à sa sortie	35
Figure I-19 : Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte vitesse mécanique.....	37
Figure I-20 : Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte courant statorique.....	38
Figure I-21: Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte couple électromécanique.....	38
Figure I-22 : Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte courants i_{sd} , i_{sq}	39
Figure I-23 : Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte flux rotorique Φ_{rd} , Φ_{rq}	40

Chapitre 2 : Commande vectorielle d'une machine asynchrone :

Figure II -1 : Orientation du flux (rotorique, statorique et d'entrefer)	44
Figure II -2 : Schéma de principe de découplage de la MAS/MAC.....	44
Figure II -3 : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	47
Figure II -4 : Commande découplée – Expression de Φ_{rd} et Φ_{rq} et C_e	47
Figure II -5 : Exemple de commande vectorielle d'un moteur triphasé, où l'angle de Park (la position du rotor) est mesuré par un capteur à effet Hall.....	48
Figure II -6 : Bloc de défluxage.....	49
Figure II -7 : Représentation de la commande par PI.....	50
Figure II -8 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{sd}	52

Figure II-9 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{sq}	53
Figure II-10 : Schéma bloc de régulation de vitesse.....	54
Figure II-11 : Régulation de vitesse par la commande vectorielle.....	55
Figure II -12 : Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS alimentée en tension lors du démarrage à vide puis en charge.....	56
Figure II -13 : Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS après la Variation de $\Omega^*=150$ rad /s à $t=2s$	57
Figure II-14 : Les variations du T_e de plan et le modèle en fonction du temps.....	59
Figure II -15 : Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS avec la Variation de $R_r=2*R_{rn}$	60

Chapitre3 : identification d'une machine asynchrone par méthode PSO

Figure III-1 : Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons.....	64
Figure III-2 :Déplacement une particule.....	65
Figure III-3 : exemple de voisinage géographique.....	66
Figure III-4 : deux cas de voisinage social.....	66
Figure III-5 : intégrale faisant intervenir l'erreur.....	68
Figure III-6 : Bloc diagramme d'implantation des PSO pour l'ajustement du PI.....	69
Figure III-7 : organigramme de l'algorithme de PSO.....	71
Figure III-8 schéma bloc d'identification de des paramètres de la machine asynchrone par PSO.....	72
Figure III-9 : itération 50/120.....	73
Figure III-10 : itération 70/120.....	73

Figure III-11: itération 120/12074

Figure III-12: Les variations du courant (i_s) et de la vitesse entre le plan et le modèle75

Figure III-13: Les variations de la résistance du stator, l'inductance du stator et le moment d'inertie de la machine en fonction du nombre d'itérations entre les valeurs réelles et les valeurs estimées....76



Chapitre 1

Généralité et
modélisation d'une
machine asynchrone

Introduction Générale

Grâce aux progrès de l'électrotechnique, les moteurs asynchrones supplantent les moteurs à courant continu dans les applications exigeant des vitesses variables.

Ces progrès touchent essentiellement le domaine de la conversion de l'énergie électrique qui, au travers de l'évolution de l'électronique de puissance, permet de donner à l'énergie, électrique dans le plan tension fréquence, la forme la plus souple pour l'utiliser la mise en vitesse variable des machines à courant alternatif. Pour les équipements industriels, il est nécessaire de faire varier les entraînements électromécaniques. Le moteur asynchrone s'impose par sa simplicité et par la robustesse mécanique résultant essentiellement de l'homogénéité de sa partie tournante. Cependant, de nombreux problèmes demeurent à savoir, l'influence des variations des paramètres de la machine, le comportement en fonctionnement dégradé, la présence d'un capteur mécanique est autant de difficultés.

Les méthodes classiques et modernes de l'automatique linéaire ont trouvé rapidement une application à la commande des moteurs à courant continu. Avec l'application de la commande vectorielle, les chercheurs se sont orientés vers la possibilité d'utiliser ces mêmes méthodes pour la commande des machines à courant alternatif.

Le but dans ce travail consiste à l'étude de la commande des machines à induction par la méthode du flux orienté dotant le moteur à induction de performance dynamique en terme de stabilité, de rapidité, de précision et ceci dans une large plage de variations de la vitesse.

Une technique basée sur la régulation PID classique, a été appliquée à la commande de la machine asynchrone, et que présente-t-elle comme avantages et inconvénients par rapport aux techniques base sur les méthodes d'intelligences artificielles.

Il est évidemment impossible de cerner toutes les possibilités et les combinaisons où peut intervenir cette technique. C'est pourquoi nous avons examiné plus précisément la commande vectorielle directe, indirecte, le découplage et la régulation.

Le travail présenté dans ce mémoire consiste à étudier, par simulation numérique, la commande en vitesse d'une machine asynchrone alimenté en tension, avec orientation du flux

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

rotorique, par des régulateurs classiques et estimation des paramètres de la machine par optimisation PSO Il est organisé en trois chapitres.

Le premier chapitre est consacré à la présentation du processus à contrôler avec ses grandeurs principales mesurables. Après le choix de l'alimentation de la machine, la modélisation classique de la machine asynchrone est réalisée en utilisant les transformations de Clarke et de Park, en abordant tous les problèmes liés à la modélisation de l'ensemble aboutissant à un modèle de connaissance.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons, la commande vectorielle à flux rotorique orienté direct et indirect de la machine asynchrone ainsi que les modèles utilisés pour la simulation de la machine et pour le contrôle.

Une technique de découplage est proposée. Ces limitations sont évoquées et sont liées à de l'estimateur de flux utilisé. Une technique permettant d'éviter une éventuelle divergence du système due à l'évolution des paramètres du modèle au cours du fonctionnement. Les régulateurs des différentes commandes des schémas classiques sont calculés et différentes techniques sont évaluées en simulation.

Le troisième chapitre est consacré au développement de l'identification des paramètres de la machine asynchrone par l'optimisation d'un algorithme PSO. Nous avons défini la terminologie utilisée en PSO.

Dans cette partie, les différents résultats obtenus sont commentés. Les paramètres de la machine qui sont estimés par POS sont le moment d'inertie de la machine, la résistance statorique et la résistance rotorique ainsi la vitesse obtenue suivant l'identification des paramètres de la machine coïncide avec celle du modèle.

Nous terminerons par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et nous proposerons des perspectives de travail. [1]

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

I.13. Introduction

Les moteurs asynchrones trouvent actuellement une très forte utilisation dans le domaine industriel, ainsi que domestique, ils sont construits avec des puissances comprises entre une fraction de watt et plusieurs mégawatts.

Le but des constructeurs est la production d'une machine robuste, légère et moins cher, entraîneront de plus en plus l'augmentation de la puissance unitaire. Ce type de machine a fait l'objet de différentes études concernant leur conception et leur commande, particulièrement à vitesse variable.

Nous essayons dans ce présent chapitre de situer la machine asynchrone à rotor à cage dans le monde des actionneurs en décrivant sa technologie et ces principales paramètres utilisant ainsi le mode d'alimentation. Pour simplifier la modélisation de la MAS, les équations électriques sont exprimées dans le repère de Clark puis dans le repère de Park. Cependant, pour valider le modèle mathématique obtenu, des simulations numériques de la MAS alimentée par une tension biphasée, puis par un onduleur de tension commandé à MLI, ont été effectuées. [2]

I.2. Description générale

Le moteur asynchrone comprend deux parties distinctes :

I.2.1. Le stator

C'est la partie fixe du moteur. Il est constitué d'une carcasse, sur laquelle est fixée une couronne de tôles d'acier de qualité spéciale munies d'encoches. Des bobinages de section appropriée sont répartis dans ces dernières et forment un ensemble d'enroulements qui comportent autant de circuits qu'il y a de phases sur le réseau d'alimentation [2].

I.2.2. Le rotor

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

C'est la partie mobile du moteur. Il est placé à l'intérieur du stator et est constitué d'un empilage de tôles d'acier formant un cylindre claveté sur l'arbre du moteur. Parmi les types les plus utilisés on distingue.

I.2.2.1. Le rotor à cage d'écureuil (rotor en court-circuit)

a- Rotor à simple cage (figure I-1)

Dans des encoches disposées vers l'extérieur du cylindre et parallèlement à son axe sans placer des conducteurs. A chaque extrémité, ceux-ci sont raccordés sur une couronne métallique. L'ensemble a l'aspect d'une cage d'écureuil, d'où le nom de ce type de rotor. Sur certains moteurs, la cage d'écureuil est entièrement moulée. L'aluminium injecté sous pression est fréquemment utilisé ; les ailettes de refroidissement, coulées ces moteurs ont un couple de démarrage relativement faible et l'intensité absorbée lors de la mise sous tension et très supérieur à l'intensité nominale.

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

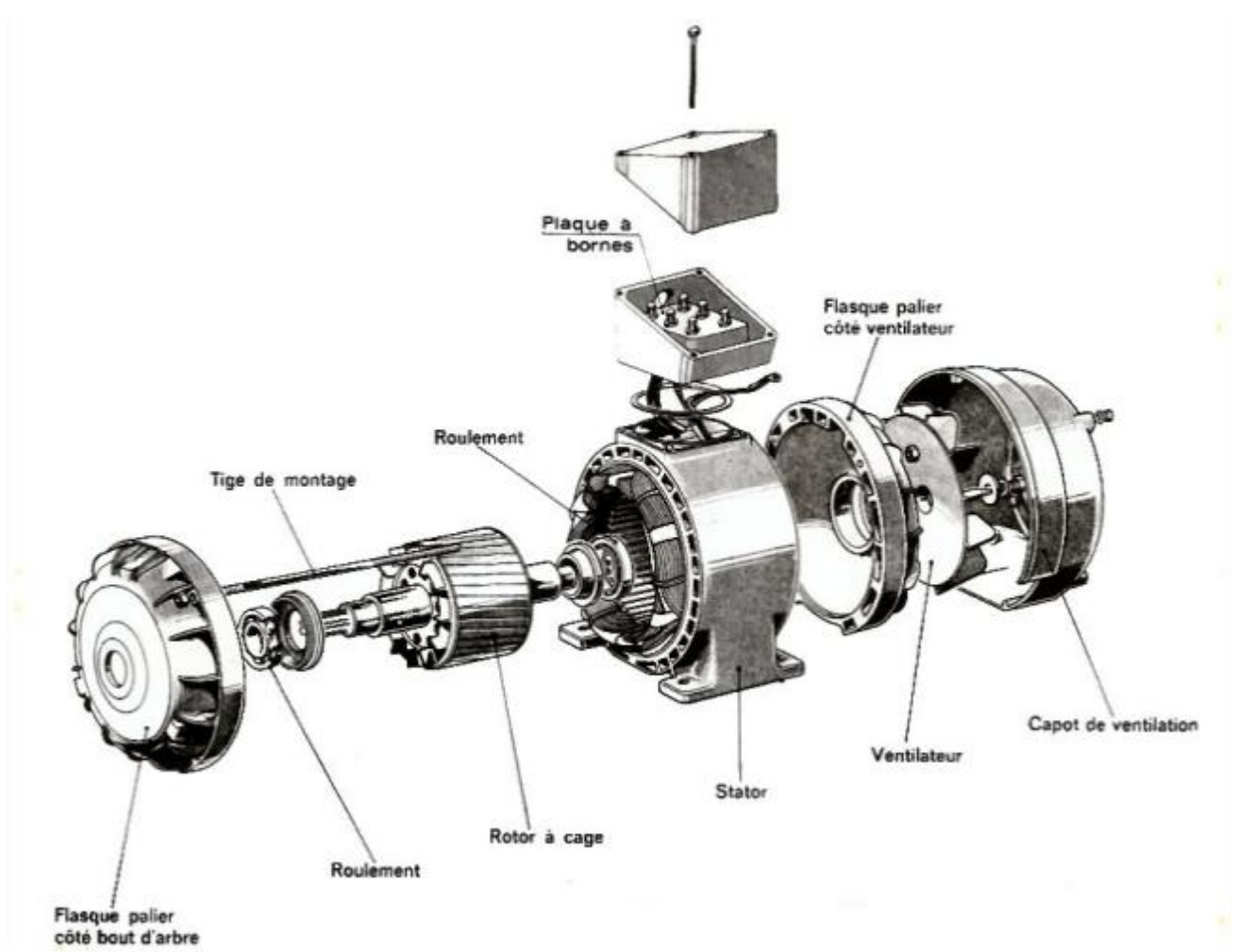


Figure I-1. Vue éclatée d'un moteur asynchrone à cage

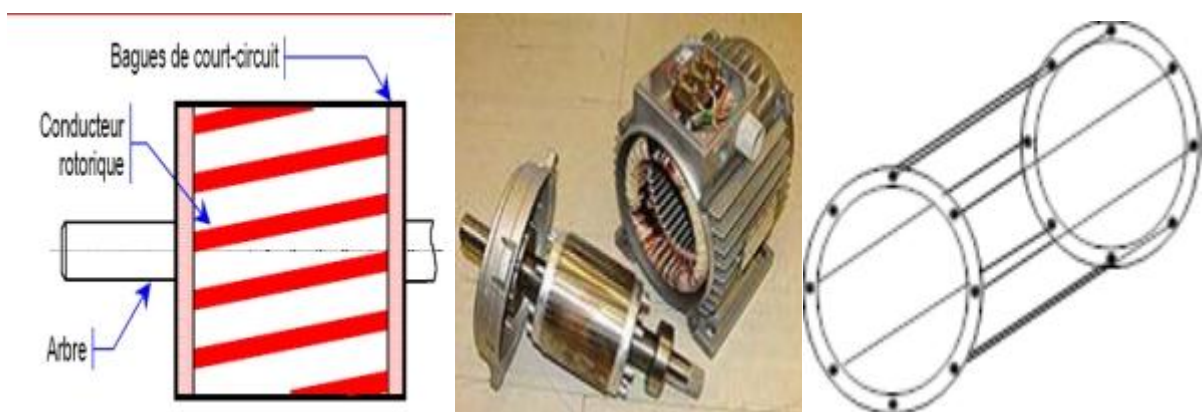


Figure I-2. machine asynchrone

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

I.3.Principe de fonctionnement

L'enroulement statorique (primaire) reçoit de l'énergie électrique du réseau de pulsation ω_s , ce qui crée un champ tournant à la vitesse angulaire synchrone $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$ (voir théorème de Maurice Leblanc) ; ce champ, en balayant les enroulements rotoriques (secondaires) y induit des f.e.m. et donc des courants, car les spires sont fermées sur elles-mêmes. Ces courants induits produiront à leur tour un champ qui sera de sens opposé au champ du stator (d'après la loi de Lenz : la f.e.m. induite tend à s'opposer à la cause qui l'a produite).

La réaction du courant secondaire sur le champ primaire provoquera un couple moteur qui entrainera la mise en mouvement du rotor dans les sens du champ tournant primaire. A fin et à mesure que le rotor augmentera sa vitesse de rotation, la différence entre la vitesse angulaire du champ tournant et la vitesse angulaire du rotor diminuera. Et la pulsation des courants secondaires diminuera aussi. [3]

$\omega_r = \omega_s - \omega$ avec ω_s : pulsation du champ statorique.

ω : vitesse (mécanique) de rotor.

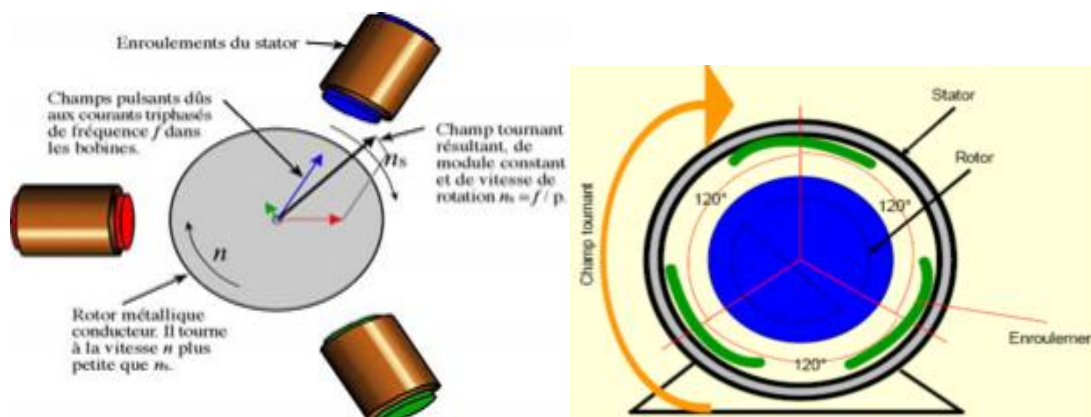


Figure I-3.enroulement du stator

A - Rotor à double cage

Ce rotor comporte deux cages concentriques, l'une extérieure assez résistante, l'autre intérieure de résistance plus faible. Au début de démarrage, le flux étant à fréquence élevée, les courants induits s'opposent à sa pénétration dans la cage intérieure, le couple produit par la cage extérieure résistante et importante et l'appel de courant est réduit.

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

En fin de démarrage, la fréquence diminue dans le rotor, le passage du flux à travers la cage intérieure est plus facile, le moteur se comporte alors sensiblement comme s'il était construit avec une seule cage peu résistante.

B-Rotor bobiné

Il s'agit d'un enroulement *triphasé*, logé dans des encoches à la périphérie du rotor, dont le nombre de pôles $2p$ est le même que celui du stator, et dont les phases sont couplées en étoile. Les extrémités de l'étoile sont reliées à trois bagues en cuivre calées sur l'arbre. Ces bagues frottent sur des balais fixes ce qui permet l'insertion d'un rhéostat triphasé en série avec le rotor. [3]

I.4. En fonctionnement normal, ces enroulements sont court-circuités.

Le principe du fonctionnement du moteur asynchrone (MAS) est basé sur la production d'un champ tournant. Considérant un aimant permanent NS (figure I-2) et un disque de cuivre monté sur un axe XY et susceptible de tourner autour.

Lorsque l'aimant, entraîné par un artifice quelconque, tourne, le champ magnétique qui est produit tourne également et balaye le disque. Celui-ci est alors parcouru par des courants induits dû à la rotation du champ magnétique fourni par l'aimant.

Ces courants réagissent sur le champ en donnant un couple moteur suffisant pour vaincre le couple résistant dû aux frottements et provoquer la rotation du disque.

Le sens de la rotation indiqué par la loi de Lenz, tend à s'opposer à la variation du champ magnétique qui a donné naissance aux courants. Le disque est donc entraîné dans le sens du champ tournant à une vitesse légèrement inférieure à celui-ci (glissement). Si le disque tournait à la même vitesse que le champ (vitesse de synchronisme), il n'y aurait plus de courants induits et le couple exercé serait nul, C'est parce que la vitesse du disque (au rotor)

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

est inférieure à celle du champ tournant que ce type de moteur est dit « asynchrone »

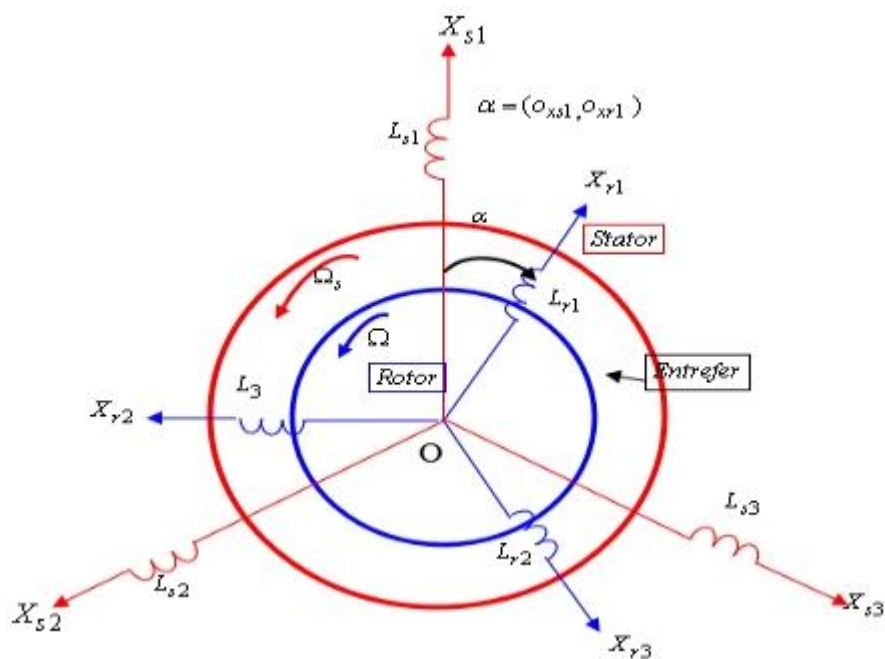


Figure I-4. le champ tournant est produit par trois bobinages fixes

Sur les moteurs asynchrones triphasés, le champ tournant est produit par trois bobinages fixes, géométriquement décalés de 120° (figure I-4) et parcourus par des courants alternatifs présentant le même décalage électrique. Les trois champs alternatifs qu'ils produisent se composent pour former un champ tournant d'amplitude constante.

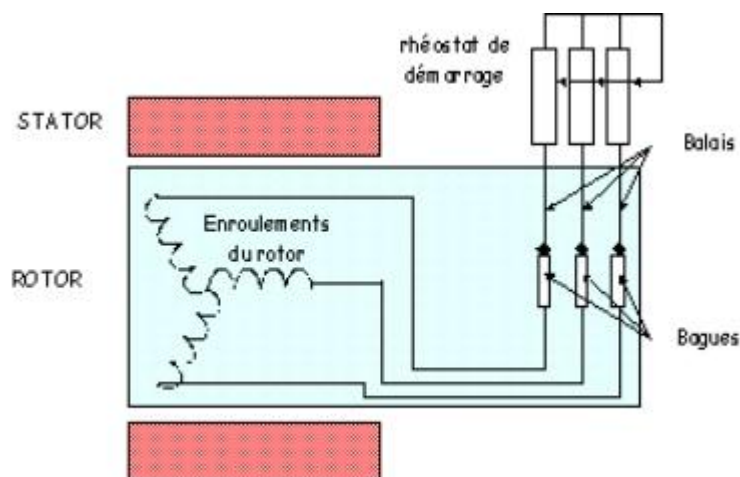


Figure I-5. enroulement du rotor

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

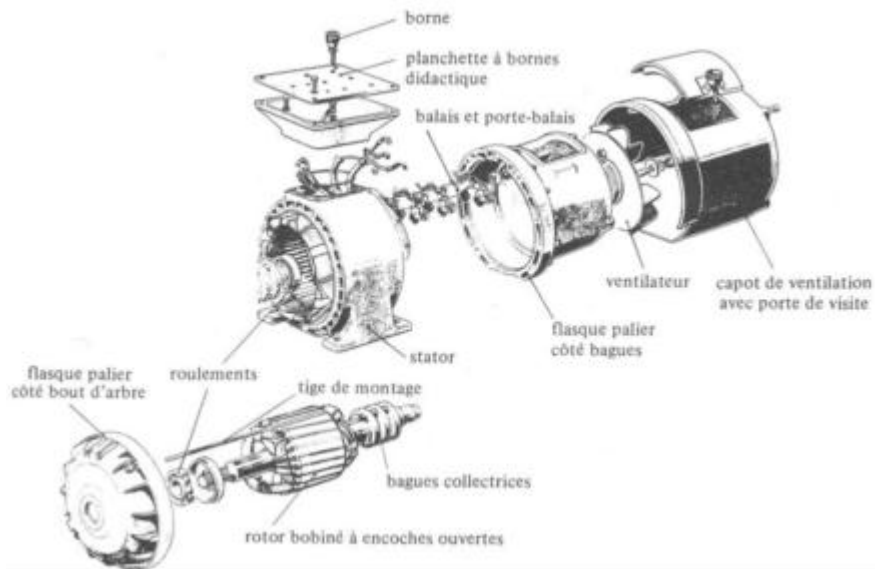


Figure I-6.moteur asynchrone

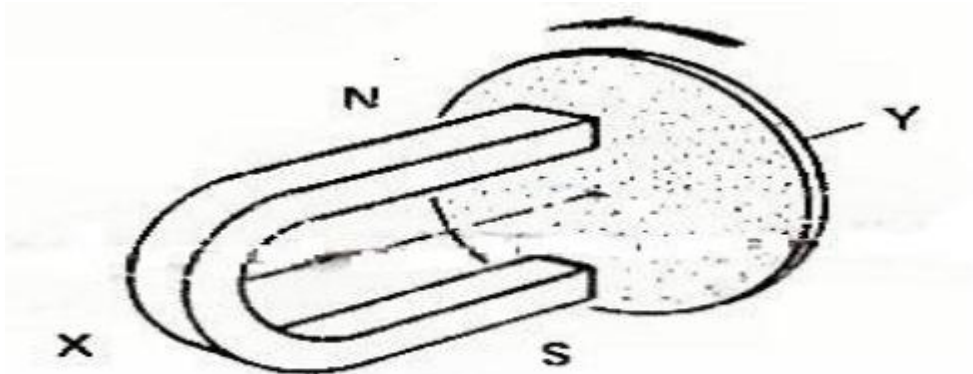


Figure I-7.aimant de champ tournant

I.5.Cas du moteur à cage :

Les barres métalliques constituant la cage d'écurieil sont coupées par le champ tournant produit par le stator, ce qui donne les sens à des courants induits intenses. Ceux-ci réagissent sur le champ tournant en donnant un couple moteur qui provoque la rotation de la cage.

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

I.6. Définitions de quelques paramètres de la machine asynchrone :

I.6.1. La vitesse de synchronisme :

Le moteur est alimenté par le réseau à la fréquence : $f=50\text{Hz}$, la vitesse du synchronisme s'écrit sous forme suivante :

$$n_s = \frac{f}{p} \cdot 60 \quad (\text{I-1})$$

n_s : La vitesse de synchronisme [**tr/mn**] ;

p : Nombre de pair de pôles.

f : La fréquence en Hertz.

I.6.2. Le glissement :

On appelle glissement la grandeur :

$$g = (n_s - n)/n_s = (\Omega_s - \Omega)/\Omega_s \quad (\text{I-2})$$

Avec :

Ω_s : la vitesse de synchronisme [**rad/s**] ;

Ω : la vitesse rotorique [**rad/s**] ;

I.6.3. Force électromagnétique (f.e.m)

La force électromagnétique (F.E.M) court-circuitée sur l'enroulement va donner naissance à un courant. L'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine. On notera que ce couple n'existe que si la f.e.m est non nulle c'est-à-dire si f_r est non nulle : le rotor ne doit pas tourner au synchronisme pour qu'il y ait couple d'où le nom de machine asynchrone [3].

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

La valeur efficace de la f.e.m est :

$$E_r = (\pi / 2) K_{Br} N_r f_r \Phi_p \quad \text{(I-3)}$$

Avec :

K_{Br} :facteur de bobinage d'un enroulement rotorique.

N_r :nombre de brins de chaque enroulement rotorique.

Φ_p :le flux sous un pôle du champ glissant.

$$f_r = g f_s \quad \text{(I-4)}$$

$$E_r = (\pi / 2) K_{Br} N_r g f_s \Phi_p \quad \text{(I-5)}$$

I.7. Mode de fonctionnement du système à contrôler

$\omega_s = \omega_r \pm p \Omega$ Le processus à contrôler est un moteur asynchrone Alimenté par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion, et munie d'un capteur de vitesse permettant d'accéder à la grandeur ω Un calculateur permet d'élaborera Consigne de pulsation de l'onduleur :

ω_s La pulsation $\omega_s = K \omega_r$ sera choisie en fonction du niveau de couple souhaité et l'on prendra un signe (+) dans le cas d'un fonctionnement moteur et le signe (-) pour un fonctionnement La pulsation en freinage. Permet de fournir une consigne de tension V_s pour l'onduleur :

Ce type de commande correspond à un fonctionnement autopiloté au sens où la fréquence est générée par l'onduleur, et est fonction de la vitesse réelle de la machine. Il existe bien sûr des commandes plus simples qui ne nécessitent pas de capteur de vitesse. Le schéma général d'un tel système est donné par la figure I-8

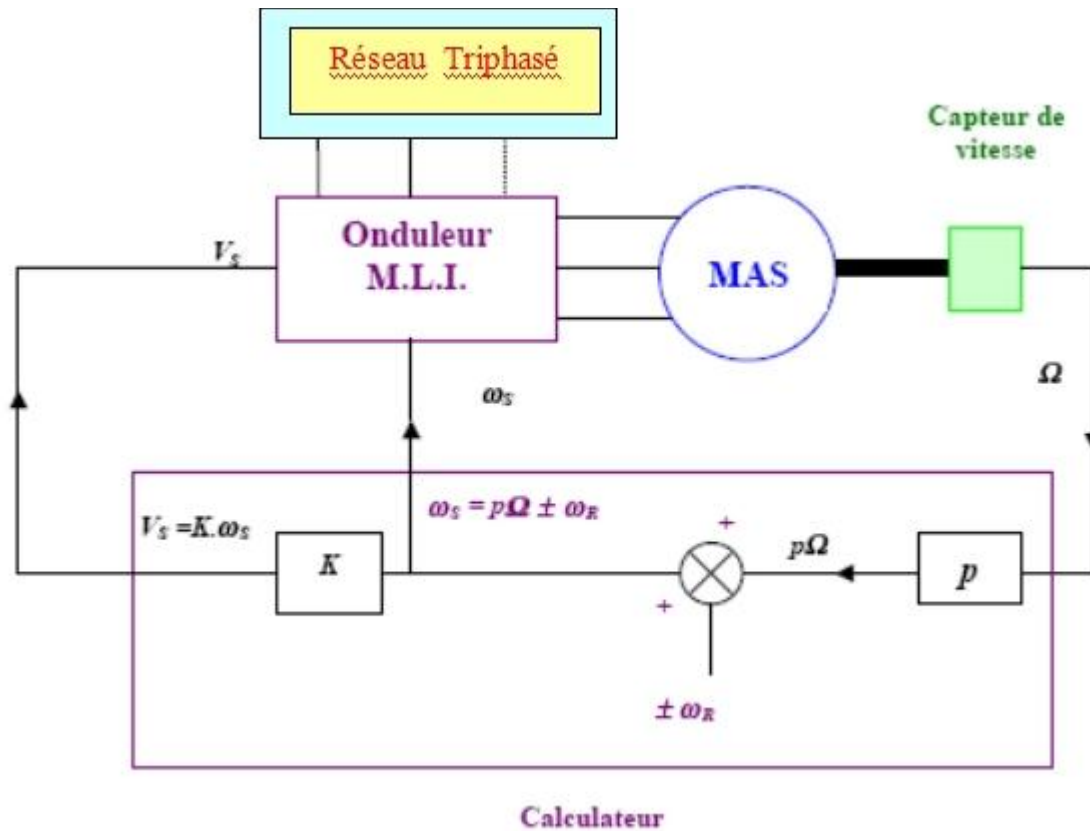


Figure I-8. Schéma général du système à contrôler

I.7.1. Principe de la commande à MLI :

L'onduleur de tension à MLI triphasé (fig. I.9) permet l'échange d'énergie entre une source de tension continue et une charge inductive triphasée. Il est constitué de trois bras utilisant des interrupteurs à deux ou trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaire, des IGBT ou des GTO associés à une diode en anti-parallèle pour obtenir la réversibilité en courant [4].

Un signal $\mathcal{W}(L)$, en dents de scie à fréquence élevée de période T , que nous appellerons signal d'allumage (ou modulatrice ou porteuse) est comparé à chaque instant à trois signaux

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

de commande $V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}$, ces signaux sont les images des tensions que l'on souhaite «appliquer sur chaque phase. Les commutations des interrupteurs ont lieu quand on a une égalité entre la porteuse et un signal de commande [5] ; par exemple :

$$V_{ref1}(t) = w(t)$$

La figure (1.9) illustre le principe de la stratégie MLI pour un bras de l'onduleur. Sur chaque bras, le rapport cyclique de la commande des interrupteurs est modulé sinusoïdalement à une fréquence f qui est très inférieure à la fréquence de commutation de l'interrupteur

$$f_c (f_c > 10 \text{ à } 100 f).$$

On peut montrer que le rapport cyclique concernant l'interrupteur " a " est donné par la relation suivante :

$$\alpha_a = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{V_{ref1}(t)}{w_m} \right) \quad (\text{I-6})$$

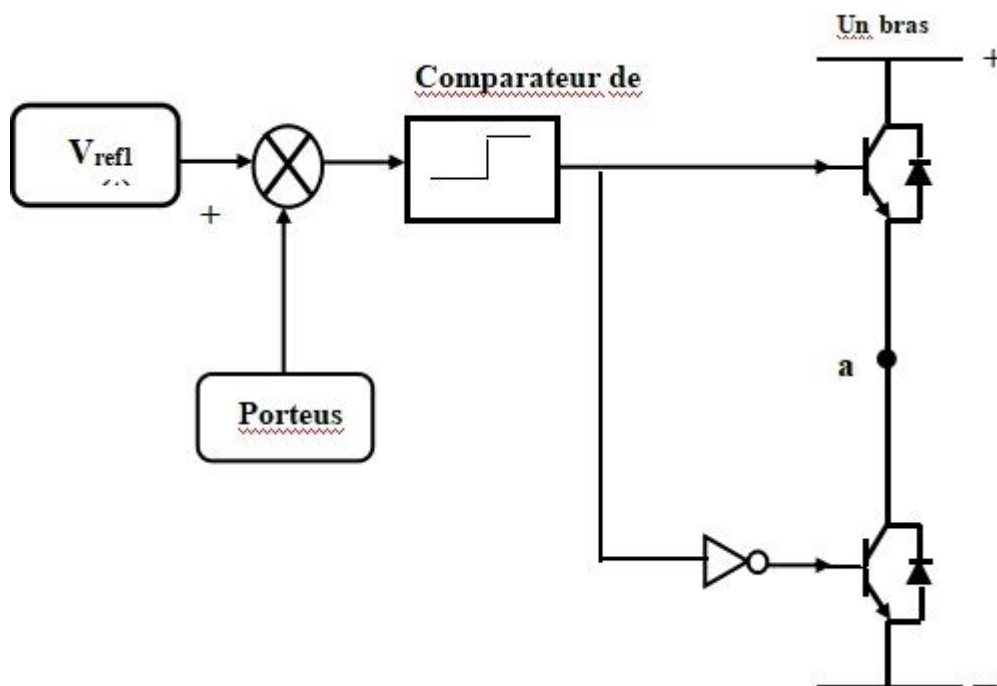


Figure I-9. La stratégie MLI pour un bras de l'onduleur

Où V_m : est l'amplitude de la porteuse $w(t)$.

Soit en triphasé :

$$\begin{bmatrix} \alpha_a \\ \alpha_b \\ \alpha_c \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 + \frac{V_{ref1}}{V_m} \\ 1 + \frac{V_{ref2}}{V_m} \\ 1 + \frac{V_{ref3}}{V_m} \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

En pratique, les commandes des onduleurs sont déterminées en fonction des tensions moyennes que l'on veut obtenir, alors la valeur moyenne de $V_{aM}(t)$ varie sinusoïdalement et s'exprime par :

$$V_{aM}(t) = \frac{E}{2V_m} V_{ref1}(t) \quad (\text{I-8})$$

$V_{aM}(t)$ Correspond ici au fondamental de la tension $V_{aM}(t)$ notée $V_{af}(t)$

En fonctionnement normal, les composantes fondamentales des tensions $V_{aM}(t)$, $V_{bM}(t)$, $V_{cM}(t)$ forment un système triphasé équilibré dont M est le point neutre [6].

Alors ;

$$\begin{aligned} V_{aM}(t) &= \frac{E}{2V_m} V_m \cos wt \\ V_{bM}(t) &= \frac{E}{2V_m} V_m \cos(wt - 2\pi/3) \\ V_{cM}(t) &= \frac{E}{2V_m} V_m \cos(wt + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{I-9})$$

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

La relation (I.9) montre que l'onduleur de tension se comporte comme un amplificateur idéal caractérisé par un gain relatif aux valeurs moyennes, noté G_0 tel que :

$$G_0 = \frac{E}{2\omega_m} \quad (\text{I-10})$$

Pour éviter les passages en saturation, il faut que l'amplitude maximale de tension de référence V_m soit donnée par [20].

$$V_m = \omega_m$$

Et on a dans ce cas :

$$\begin{aligned} V_{\text{anso}}(t) &= \frac{1}{2} \cos \omega t \\ V_{\text{anso}}(t) &= \frac{E}{2} \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{\text{anso}}(t) &= \frac{E}{2} \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{I-11})$$

I.7.2. Modèle de la machine asynchrone

Le choix d'un modèle de représentation, qu'il soit formel ou issu d'une identification se fait toujours en fonction de type de commande à réaliser. Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes intéressés aux modèles de la machine asynchrone qui permet de simuler son fonctionnement en régime transitoire ainsi à ceux qui débouche sur une commande suivant un schémas de contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique.

II.8. Hypothèse simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont:

- Les circuits magnétiques sont symétriques.

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

- La répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- L'entrefer est constant.
- On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants.
- L'effet de l'encochage est négligeable.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte. Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer : L'additivité du flux. [7]

La constance des inductances propres.

La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique entre leurs axes magnétiques.

I.9. MODELE VECTORIEL DE LA MACHINE ASYNCHRONE

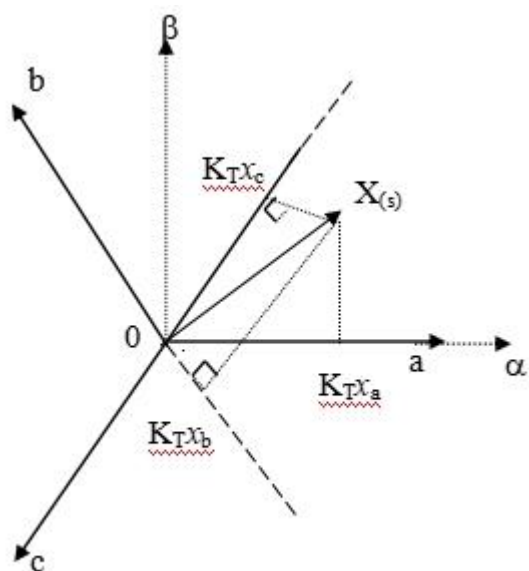
L'interaction des champs magnétiques pulsatiles génèrent un champ magnétique tournant [6].

Tout vecteur peut être représenté par un vecteur tournant de la forme :

$$\mathbf{x} = k \left(x_a + x_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_c e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (\text{I-12})$$

Compte tenu des relations entre différentes grandeurs, il est possible d'étendre la notion de vecteur tournant à tout ensemble de grandeurs triphasés I_s, V_s, s, r

I.9.1. Transformation de Clarke



L'idée de Clarke repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé peut l'être aussi par un système biphasé de deux bobines à $p/2$ équivalent, à condition que le champ ou les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés. Ainsi, aux trois grandeurs triphasées x_a, x_b, x_c , on associe le vecteur $[X_{(s)}]$ dans le référentiel (S) d'axes (a ;b) fixe lié au stator.

Figure I-10.Représentation du vecteur champ tournant

Le vecteur $[X_{(s)}]$ a pour expression :

$$[X_{(s)}] = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = K_T \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Où

$$K_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \text{ Pour une représentation conservant la puissance.}$$

Le nombre complexe associé aux composantes de ce vecteur s'écrit :

$$\bar{X}_{(s)} = K_r \left(x_a + x_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{I.14})$$

Pour obtenir une matrice de passage carrée et donc inversible, on ajoute une composante fictive x_0 :

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

$$[X_{(s)}] = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Dans beaucoup de cas, le système de grandeurs triphasées est tel que la somme instantanée des grandeurs est nulle, ce qui permet d'annuler la composante homopolaire d'indice 0

Les relations inverses sont définies par :

$$\begin{cases} x_a = \frac{2}{3 K_r} \text{ Réel} \left[\bar{X}_{(s)} \right] \\ x_b = \frac{2}{3 K_r} \text{ Réel} \left[\bar{X}_{(s)} e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right] \\ x_c = \frac{2}{3 K_r} \text{ Réel} \left[\bar{X}_{(s)} e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right] \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

I.9.2. Transformation de Park

La transformation de Park permet d'exprimer le vecteur $[X_{(s)}]$ dans un référentiel tournant (T) d'axes $(d; q)$ lié aux champs tournant.

$$[X_{(s)}] = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = P(-\theta_s) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Avec

$$P(-\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

La matrice de rotation d'angle $-\theta_s$

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

Le nombre complexe associé au vecteur $[X_{(t)}]$ s'écrit :

$$\overline{X}_{(t)} = e^{-j\theta_s} \overline{X}_{(s)} \quad (\text{I.19})$$

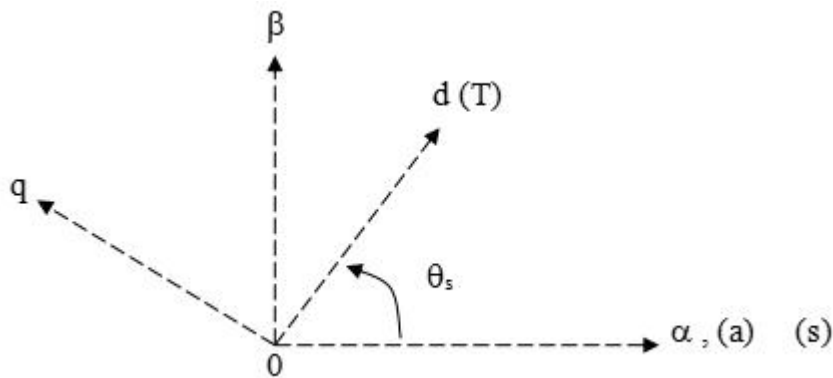


Figure I-11. Position du système d'axes (d, q)

I.9.3. Equation de base

La machine est alimentée en tension: les composantes des vecteurs de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps, exprimées dans leurs repères biphasés respectifs.

$$[X_{(s)}] = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$[V_{r(r)}] = R_r [I_{r(r)}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{r(r)}] \quad (\text{I.21})$$

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

$$\left[\Phi_{s(s)} \right] = L_s \left[I_{s(s)} \right] + L_m P(p\theta) \left[I_{r(r)} \right] \quad (\text{I.22})$$

$$\left[\Phi_{r(r)} \right] = L_r \left[I_{r(r)} \right] + L_m P(-p\theta) \left[I_{s(s)} \right] \quad (\text{I.23})$$

Où $P(\pm p\theta)$: La matrice de rotation d'angle $\pm p\theta$ qui permet le passage de repère (R) au repère (S)

q : la position du rotor,

p:le nombre de paires de pôles.

p.q : est l'angle électrique du rotor (R) par rapport au stator (S).

L'utilisation de la présentation complexe permet de simplifier l'écriture :

$$\bar{V}_{s(s)} = R_s \bar{I}_{s(s)} + d \frac{\bar{\Phi}_{s(s)}}{dt} \quad (\text{I.24})$$

$$\bar{V}_{r(r)} = R_r \bar{I}_{r(r)} + d \frac{\bar{\Phi}_{r(r)}}{dt}$$

$$\bar{\Phi}_{s(s)} = L_s \bar{I}_{s(s)} + L_m e^{jp\theta} \bar{I}_{r(r)}$$

$$\bar{\Phi}_{r(r)} = L_r \bar{I}_{r(r)} + L_m e^{-jp\theta} \bar{I}_{s(s)}$$

I.9.4.Modèle exprimé dans le repère (a,b) lié au stator

Nous avons:

$$\bar{I}_{r(r)} = \frac{1}{L_r} \left[\bar{\Phi}_{r(r)} - L_m e^{-jp\theta} \bar{I}_{s(s)} \right] \quad (\text{I.25})$$

CHAPITRE 1

D'où, après dérivation

$$\dot{\bar{I}}_{r(r)} = \frac{1}{L_r} \left[\dot{\Phi}_{r(r)} - L_m e^{-jp\theta} \dot{I}_{s(s)} + L_m jp \dot{\theta} e^{-jp\theta} \bar{I}_{s(s)} \right] \quad (\text{I.26})$$

Les équations (I.25) et (I.26) donnent :

$$L \dot{\bar{I}}_{s(s)} + jL_m p \dot{\theta} e^{jp\theta} \bar{I}_{r(r)} + L_m e^{jp\theta} \dot{\bar{I}}_{r(r)} = \bar{V}_{s(s)} - R_s \bar{I}_{s(s)} \quad (\text{I.27})$$

Remplaçons $\dot{\bar{I}}_{r(r)}$ par l'expression (I.26) :

$$\begin{aligned} L_s \dot{\bar{I}}_{s(s)} + jL_m p \dot{\theta} e^{jp\theta} \bar{I}_{r(r)} + \frac{L_m}{L_r} e^{jp\theta} \left[\dot{\Phi}_{r(r)} - L_m e^{-jp\theta} \dot{I}_{s(s)} + jL_m p \dot{\theta} e^{-jp\theta} \bar{I}_{s(s)} \right] \\ = \bar{V}_{s(s)} - R_s \bar{I}_{s(s)} \end{aligned} \quad (\text{I.28})$$

Nous avons $\bar{V}_{r(r)} = 0$ (rotor en court-circuit), soit d'après (I.28),

$$\bar{I}_{r(r)} = -\frac{\dot{\Phi}_{r(r)}}{R_r} \quad (\text{I.29})$$

En remplaçant $\bar{I}_{r(r)}$ dans l'expression

$$\dot{\Phi}_{r(r)} = -\frac{R_r}{L_r} \left[\Phi_{r(r)} - L_m e^{-jp\theta} \bar{I}_{s(s)} \right] \quad (\text{I.30})$$

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

Nous avons alors, en remplaçant $\bar{I}_{r(r)}$ et $\dot{\bar{\Phi}}_{r(r)}$ par leurs expressions respectives dans (1.27)

$$\left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right) \dot{\bar{I}}_{s(s)} = -\frac{R_r}{L_r} \left(j \frac{L_m p \dot{\theta}}{R_r} - \frac{L_m}{L_r} \right) e^{j p \theta} \bar{\Phi}_{r(r)} \quad (\text{I.31})$$

$$+ \left[\frac{R_r}{L_r} \left(j \frac{L_m p \dot{\theta}}{R_r} - \frac{L_m}{L_r} \right) e^{j p \theta} L_m e^{-j p \theta} - j \frac{L_m^2}{L_r} p \dot{\theta} - R_s \right] \bar{I}_{s(s)} + \bar{V}_{s(s)} \quad (\text{I.32})$$

Après simplifications,

$$\left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r}\right) \dot{\bar{I}}_{s(s)} = L_m \left(\frac{R_r}{L_r} - j p \frac{\dot{\theta}}{L_r} \right) e^{j p \theta} \bar{\Phi}_{r(r)} - \left[\frac{L_m^2}{L_r} R_r + R_s \right] \bar{I}_{s(s)} + \bar{V}_{s(s)} \quad (\text{I.33})$$

Posons

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} : \text{Le coefficient de dispersion}$$

Nous obtenons :

$$\dot{\bar{I}}_{s(s)} = \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \left(\frac{R_r}{L_r} - j p \frac{\dot{\theta}}{L_r} \right) e^{j p \theta} \bar{\Phi}_{r(r)} - \frac{R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r}}{\sigma L_s} \bar{I}_{s(s)} + \frac{\bar{V}_{s(s)}}{\sigma L_s} \quad (\text{I.34})$$

Avec :

$$K = \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \quad (\text{I.35})$$

et

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

$$\gamma = \frac{R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}}{\sigma L_s} \quad (\text{I.36})$$

Nous avons également $\Omega = \dot{\theta}$, vitesse mécanique et $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ constante de temps rotorique.

Nous pouvons alors écrire :

$$\dot{\bar{I}}_{s(s)} = -\gamma \bar{I}_{s(s)} + k \left(-jp\Omega + \frac{1}{T_r} \right) e^{jp\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_{s(s)} \quad (\text{I.37})$$

Soit le changement de repère :

$$\bar{\Phi}_{r(s)} = e^{jp\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} \quad (\text{I.38})$$

Qui définit le flux rotorique dans le repère (α, β) fixe par rapport au stator.

Dérivons cette équation :

$$\dot{\bar{\Phi}}_{r(s)} = jp \dot{\theta} e^{jp\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} + e^{jp\theta} \dot{\bar{\Phi}}_{r(r)} \quad (\text{I.39})$$

En remplaçant $\dot{\bar{\Phi}}_{r(r)}$ par l'expression (I.25), nous obtenons :

$$\dot{\bar{\Phi}}_{r(s)} = jp \dot{\theta} e^{jp\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} + L_m \frac{R_r}{L_r} \bar{I}_{s(s)} - \frac{R_r}{L_r} e^{jp\theta} \bar{\Phi}_{r(r)} \quad (\text{I.40})$$

Soit, après regroupement,

$$\dot{\bar{\Phi}}_{r(s)} = \frac{L_m}{T_r} \bar{I}_{s(s)} - \left(\frac{1}{T_r} - jp\Omega \right) \bar{\Phi}_{r(s)} \quad (\text{I.41})$$

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

Nous obtenons finalement le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \dot{\bar{I}}_s(s) = -\gamma \bar{I}_s(s) + k \left(-jp\Omega + \frac{1}{T_r} \right) \bar{\Phi}_r(s) + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_s(s) \\ \dot{\bar{\Phi}}_r(s) = \frac{L_m}{T_r} \bar{I}_s(s) - \left(\frac{1}{T_r} - jp\Omega \right) \bar{\Phi}_r(s) \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

Nous avons :

$$\bar{I}_s(s) = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (\text{I.43})$$

et

$$\bar{\Phi}_r(s) = \Phi_{r\alpha} + j \Phi_{r\beta}$$

Nous pouvons alors écrire :

$$\begin{cases} \dot{i}_{s\alpha} = -\gamma i_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \Phi_{r\alpha} + kp\Omega \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} = -\gamma i_{s\beta} - kp\Omega \Phi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \dot{\Phi}_{r\alpha} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - p\Omega \Phi_{r\beta} \\ \dot{\Phi}_{r\beta} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + p\Omega \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

I.9.5. Modèle exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant

Soient : [8]

$$\bar{\Phi}_r(t) = e^{-j\theta_s} \bar{\Phi}_r(s)$$

$$\bar{V}_s(t) = e^{-j\theta_s} \bar{V}_s(s) \quad (\text{I.45})$$

CHAPITRE 1

$$\bar{I}_s(t) = e^{-j\theta_s} \bar{I}_s(s)$$

Dérivons cette dernière équation :

$$\dot{\bar{I}}_s(t) = \left[e^{-j\theta_s} \dot{\bar{I}}_s(s) - j\dot{\theta}_s e^{-j\theta_s} \bar{I}_s(s) \right] \quad (\text{I.46})$$

En remplaçant $\dot{\bar{I}}_s(s)$ par son expression dans le système d'équations (I.46), nous obtenons :

$$\dot{\bar{I}}_s(t) = -\gamma e^{-j\theta_s} \bar{I}_s(s) + k \left(-jp\Omega + \frac{1}{T_r} \right) e^{-j\theta_s} \bar{\Phi}_r(s) + \frac{1}{\sigma L_s} e^{-j\theta_s} \bar{V}_s(s) - j\dot{\theta}_s e^{-j\theta_s} \bar{I}_s(s) \quad (\text{I.47})$$

Nous pouvons écrire :

$$\dot{\bar{I}}_s(t) = -(\gamma + j\dot{\theta}_s) \bar{I}_s(t) + k \left(-jp\Omega + \frac{1}{T_r} \right) \bar{\Phi}_r(t) + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_s(t) \quad (\text{I.48})$$

De même, dérivons l'équation du système (1.43) :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r(t) = e^{-j\theta} \dot{\bar{\Phi}}_r(s) - j\dot{\theta}_s e^{-j\theta_s} \bar{\Phi}_r(s) \quad (\text{I.49})$$

Par l'expression (1.40), nous obtenons ; $\dot{\bar{\Phi}}_r(s)$ En remplaçant

$$\dot{\bar{\Phi}}_r(t) = \frac{L_m}{T_r} \bar{I}_s(t) - \left(\frac{1}{T_r} - jp\Omega + j\dot{\theta}_s \right) \bar{\Phi}_r(t) \quad (\text{I.50})$$

Nous obtenons finalement le système d'équation suivant :

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

$$\begin{aligned}\dot{\bar{\Phi}}_{r(t)} &= \frac{L_m}{T_r} \bar{I}_{s(t)} - \left(\frac{1}{T_r} - jp\Omega + j\dot{\theta}_s \right) \bar{\Phi}_{r(t)} \\ \dot{\bar{I}}_{s(t)} &= -(\gamma + j\dot{\theta}_s) \bar{I}_{s(t)} + k \left(-jp\Omega + \frac{1}{T_r} \right) \bar{\Phi}_{r(t)} + \frac{1}{\sigma L_s} \bar{V}_{s(t)}\end{aligned}\quad (\text{I.51})$$

Il est possible que si $\dot{\theta}_s = 0$, nous retrouvons le repère (a,b).

Nous avons :

$$\bar{I}_{s(t)} = i_{sd} + j i_{sq} \quad (\text{I.52})$$

$$\bar{\Phi}_{r(t)} = \Phi_{rd} + j \Phi_{rq}$$

Et si nous faisons l'hypothèse que la dynamique de la vitesse est lente ($\dot{\Omega} = 0$) devant celle des courant et des flux, nous pouvons alors écrire l'équation d'état linéaire suivante :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{I.53})$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & \omega_s & \frac{k}{T_r} & pk\Omega \\ -\omega_s & -\gamma & -pk\Omega & \frac{k}{T_r} \\ \frac{L_m}{L_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - p\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{L_r} & -(\omega_s - p\Omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.54})$$

&:

CHAPITRE 1

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}$$

I.9.6. Equations mécaniques générales [9]

Le système d'équations électriques représente ainsi le modèle de connaissance partiel correspondant à la partie électromagnétique de MAS ; Afin de concevoir le modèle complet, il faut ajouter nécessairement l'équation mécanique caractérisant le modèle du système. Le couple électromagnétique fourni par la machine s'exprime :

0-dans le repère (a, b) :

$$\Gamma_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{ra} i_{sb} + \Phi_{rb} i_{sa}) \quad (\text{I.55})$$

-dans le repère (d, q) :

$$\Gamma_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} + \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{I.56})$$

L'équation mécanique générale s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r \quad (\text{I.57})$$

Avec :

J: inertie de la machine ;

W: vitesse angulaire de la machine ;

G_e: Le couple électromagnétique ;

CHAPITRE 1

G_r : couple résistant incluant frottement et couple de charge

I.10. Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte

Dans la mesure où nous nous intéressons au contrôle des grandeurs mécaniques telles que la vitesse W ou la position angulaire q , le choix convenable des lois de contrôles dépend de la vérification du comportement du système globale d'abord en boucle ouverte.

Sur les figures (I-12, I-13, I-14, I-15, I-16), nous observons la réponse du système alimenté par un réseau triphasé.[10]

I.10.1. Résultat de simulation

Les résultats montrés dans les figures (I-12, I-13, I-14, I-15, I-16) représentent la caractéristique dynamique et statique de la MAS alimentées par un système de tension triphasée pour un essai à vide.

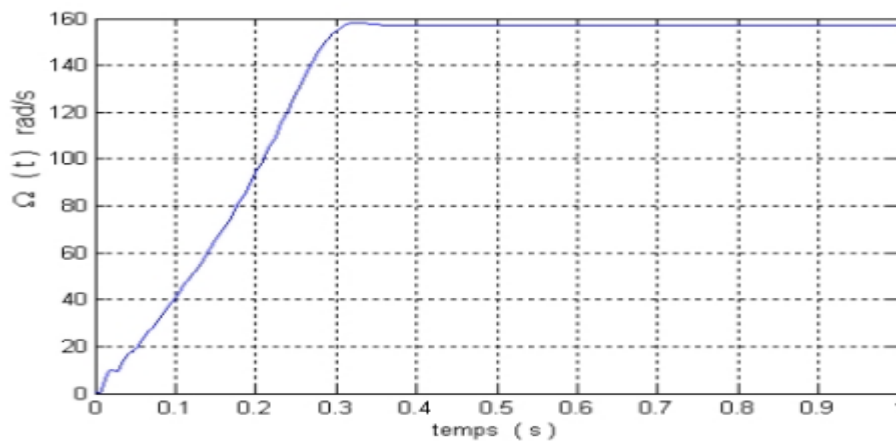


Figure I-12. Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte vitesse mécanique.

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

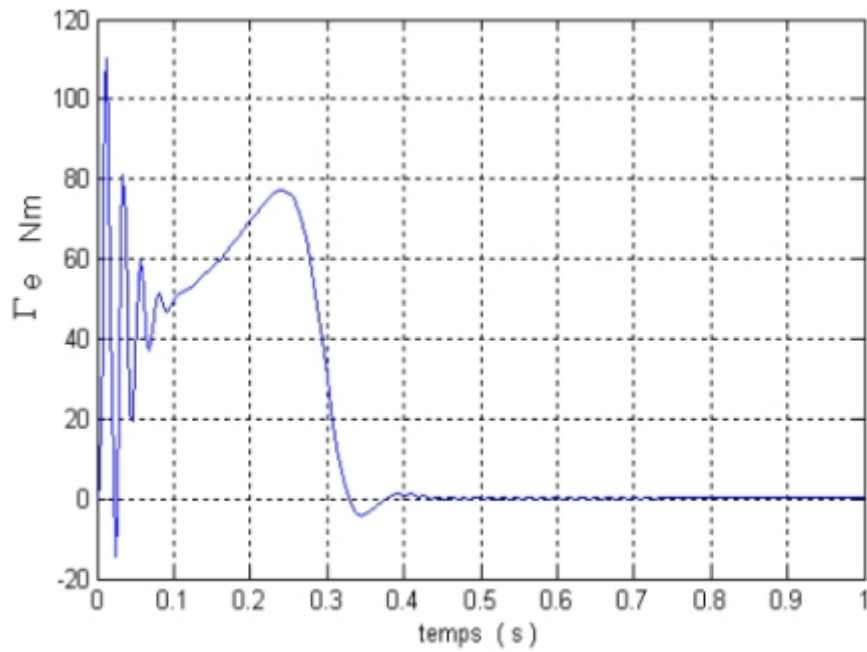


Figure I-13. Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte couple électromécanique.

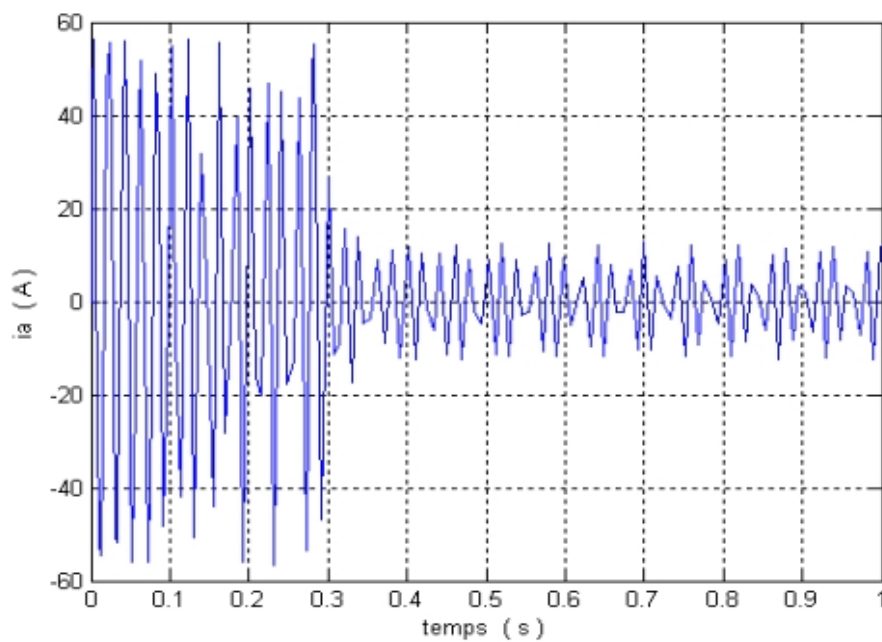


Figure I-14. Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte courant statorique.

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

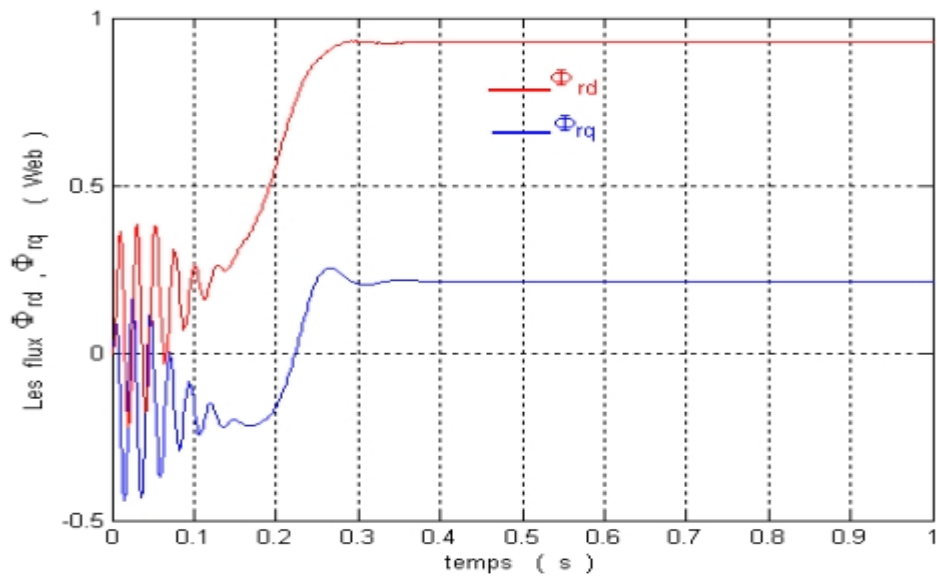


Figure I-15. Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte flux rotorique

$$\Phi_{rd}, \Phi_{rq}$$

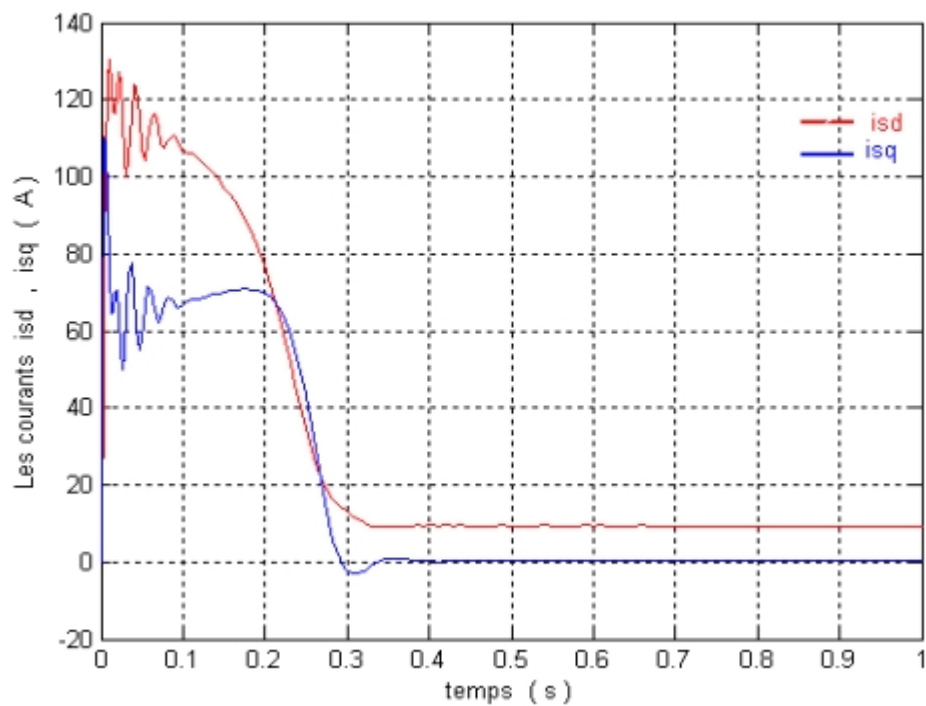


Figure I-16. Comportement dynamique de la MAS en boucle ouverte i_{sd}, i_{sq}

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

En régime transitoire, à l'instant de démarrage, les valeurs des courants statoriques direct et en quadrature et évidemment le courant de phase i_a étant maximales. Parallèlement, le couple moteur atteint sa valeur crête dans cet intervalle de temps.

La vitesse de rotation de la machine à vide se stabilise à la valeur nominale au bout d'un temps de 0.3 s environ.

I.11. Modélisation de l'alimentation de la MAS

La machine, utilisée comme moteur asynchrone, est alimentée par une source de fréquence variable. Un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion.

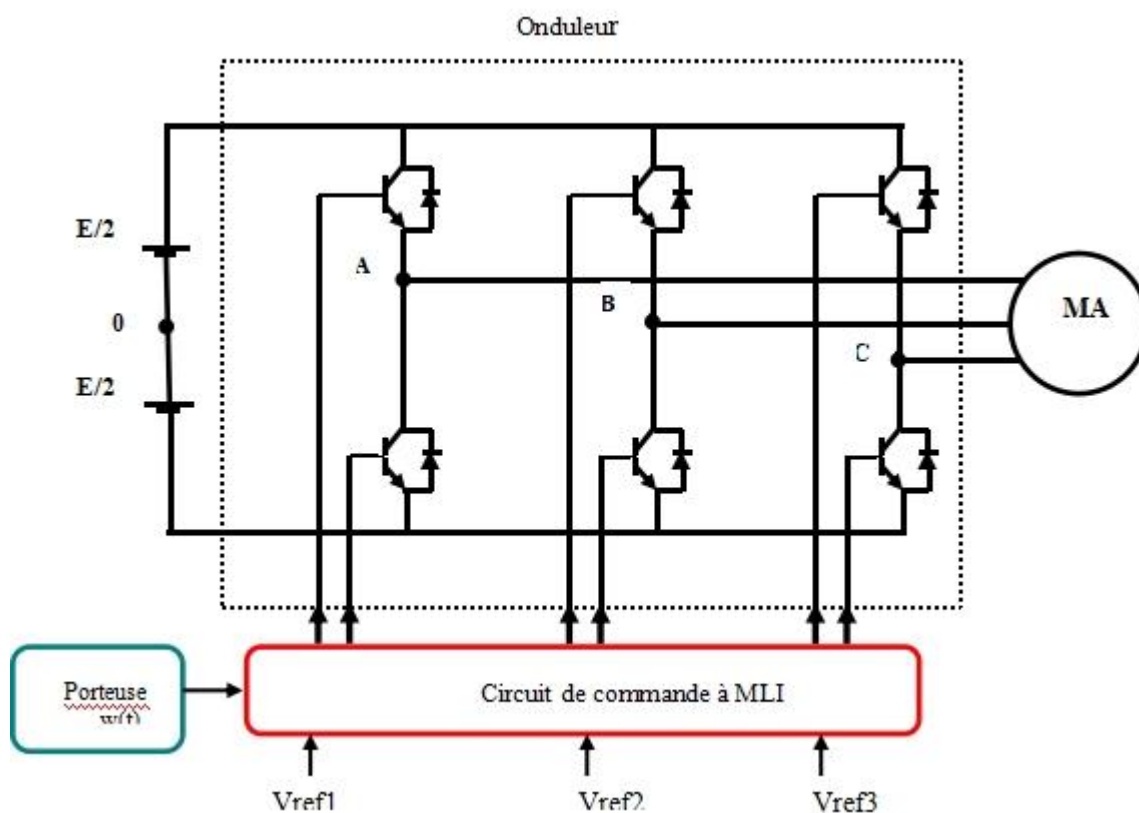


Figure I-17. Schéma de principe d'un onduleur à MLI.

Les tensions aux bornes du stator de la MAS sont définies par le système suivant :

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

$$\begin{aligned}V_{ax} &= V_a^o + V_{on} \\V_{bx} &= V_b^o + V_{on} \\V_{cx} &= V_c^o + V_{on}\end{aligned}\quad (\text{I.56})$$

Sachant que :

$$V_{ax} + V_{bx} + V_{cx} = 0 \quad (\text{I.57})$$

Après le calcul on obtient :

$$V_{ax} = -\frac{1}{3}(V_a^o + V_b^o + V_c^o) \quad (\text{I.58})$$

Le système(I.66) devient :

$$\begin{aligned}V_{ax} &= \frac{2}{3}V_a^o - \frac{1}{3}V_b^o - \frac{1}{3}V_c^o \\V_{bx} &= \frac{1}{3}V_a^o + \frac{2}{3}V_b^o - \frac{1}{3}V_c^o \\V_{cx} &= -\frac{1}{3}V_a^o - \frac{1}{3}V_b^o + \frac{2}{3}V_c^o\end{aligned}\quad (\text{I.59})$$

On peut écrire ce système sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ax} \\ V_{bx} \\ V_{cx} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a^o \\ V_b^o \\ V_c^o \end{bmatrix} \quad (\text{I.60})$$

On définit les fonctions logiques $S^i = (i = 1, 2, 3)$; telle que :

$$S_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{eff1} \geq P_r \\ -1 & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{I.61})$$

$$S_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{eff2} \geq P_r \\ -1 & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{I.62})$$

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

$$S_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref} \geq P_r \\ -1 & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{I.63})$$

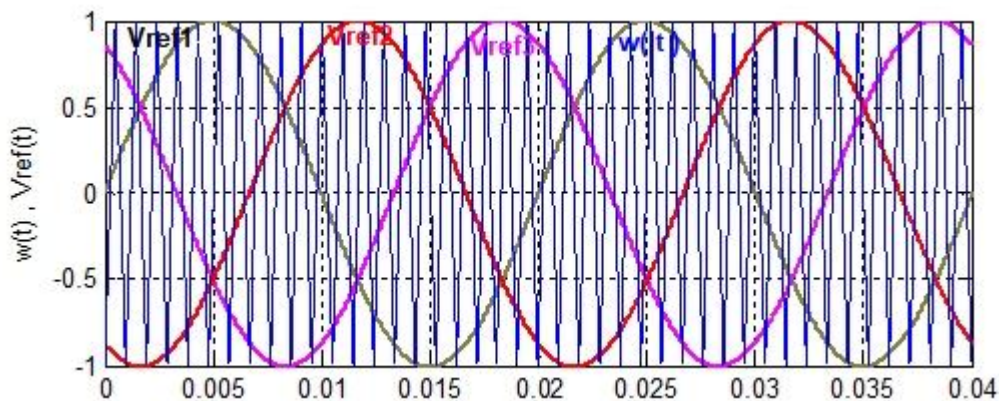
Les tensions V_{a^0} , V_{b^0} , V_{c^0} ; peuvent être exprimées en fonction de S_i :

$$\begin{cases} V_{a^0} = \frac{E}{2} S_1 \\ V_{b^0} = \frac{E}{2} S_2 \\ V_{c^0} = \frac{E}{2} S_3 \end{cases} \quad (\text{I.64})$$

Donc le système devient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.65})$$

Les formes de la porteuse, les tensions de référence et les tensions simples fournies par l'onduleur aux bornes de la MAS sont montrées sur la figure (I.17).



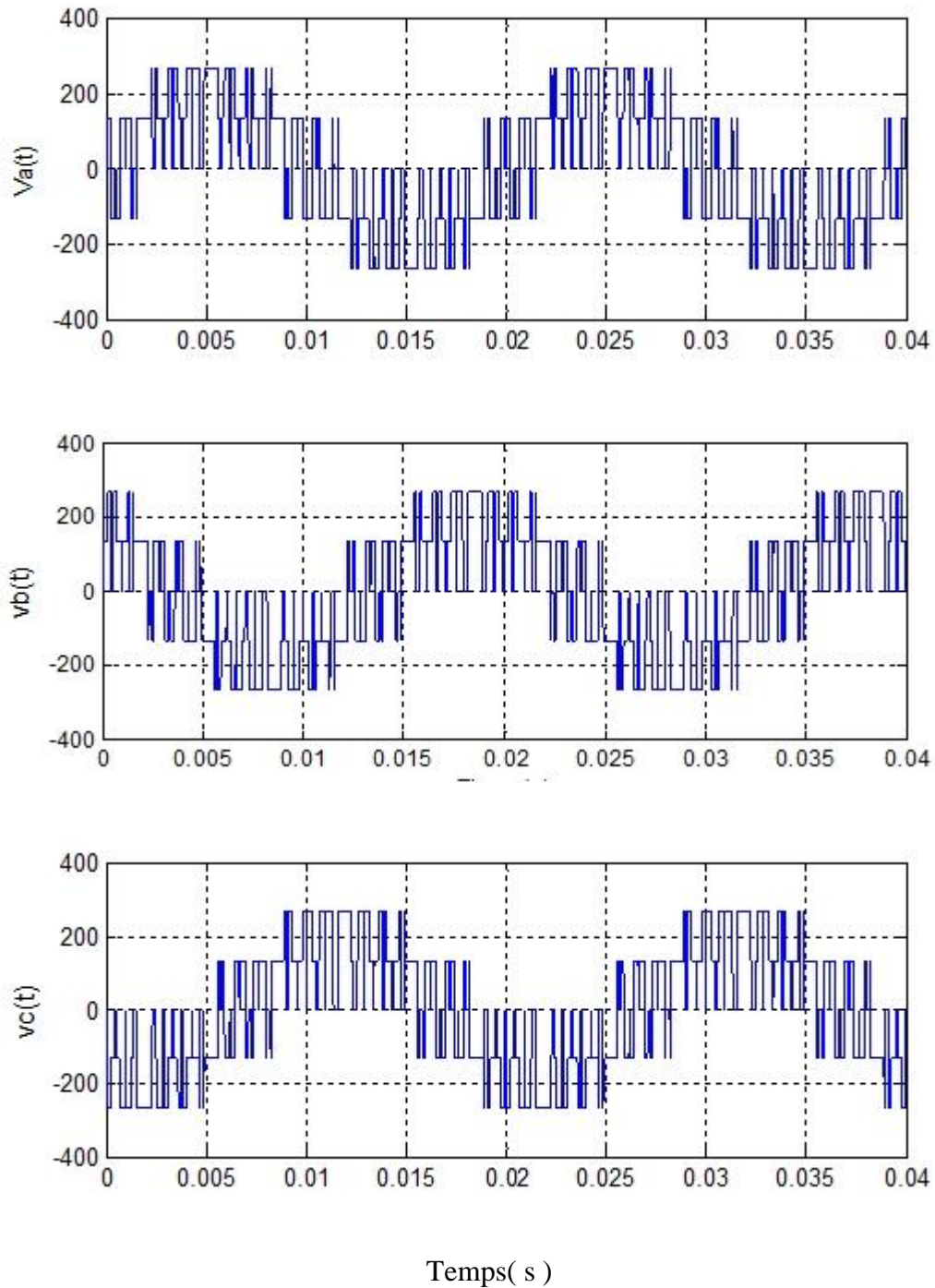


Figure I-18. Les formes des tensions à l'entrée de l'onduleur et à sa sortie

I.12. Comportement dynamique du système MAS - Onduleur

Les résultats de simulation qui suivent représentent la dynamique du moteur asynchrone alimenté par un onduleur de tension commandé par la technique à MLI. [11]

CHAPITRE 1

I.13. Résultat de simulation

Les figure (I.18) donnent les formes d'ondes de l'évolution de la vitesse Ω , du couple Γ_e , des courant i_{sd} , i_{sq} et du courant de phase i_a pour un démarrage à vide. La comparaison des résultats obtenus de l'association MAS - Onduleur avec ceux obtenus sans Onduleur montre une ressemblance notable, de telle manière qu'en peut dire que Les résultats sont sensiblement identiques.

La technique de la modulation choisie engendre une forte ondulation qui va occasionner l'apparition d'harmoniques qui provoquerait une pulsation du couple autour de sa valeur moyenne..

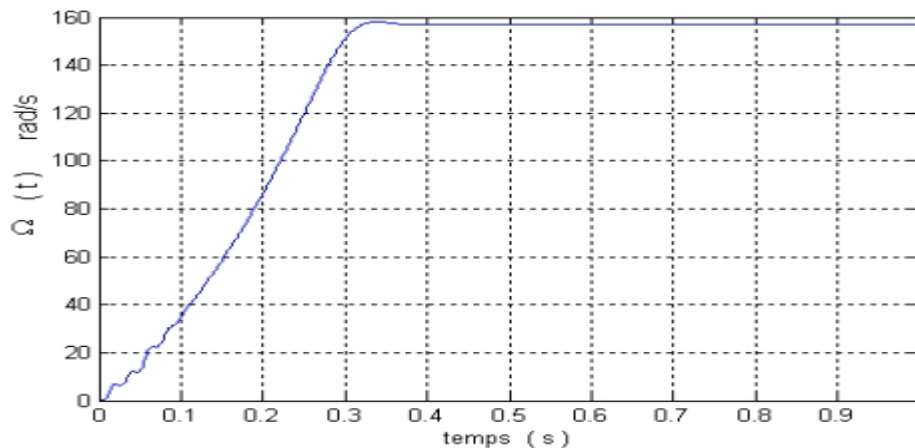
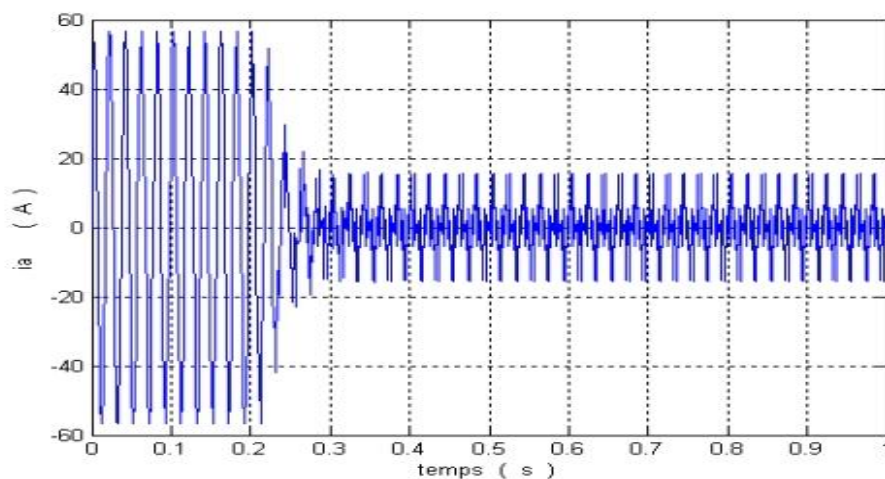


Figure I-19- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte vitesse mécanique.



CHAPITRE 1

Figure I-20- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte courant statorique.

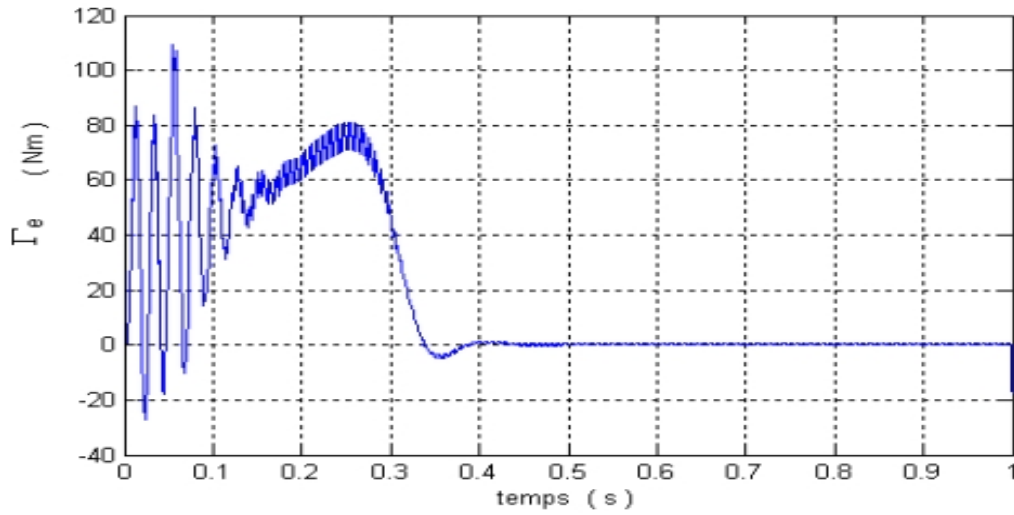
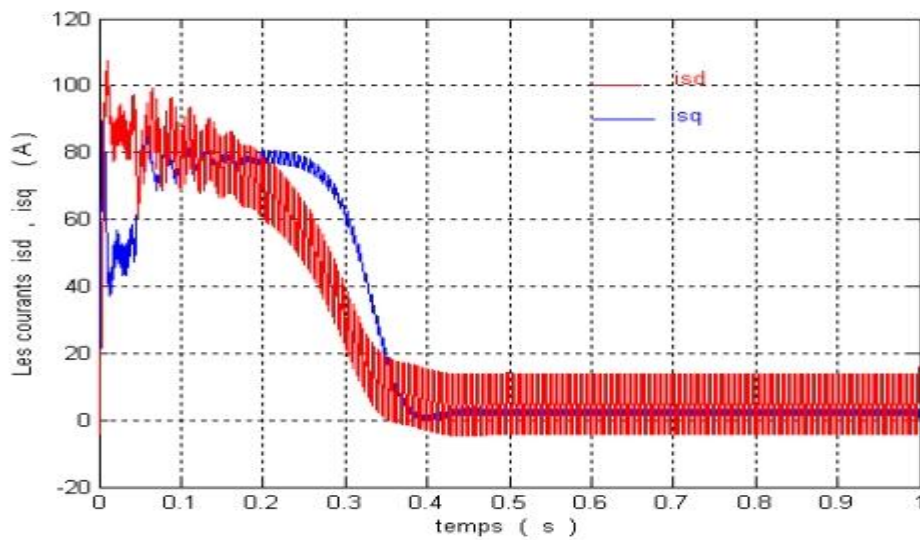


Figure I-21- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte couple électromécanique.



CHAPITRE 1

Figure I-22 -Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte

courants i_{sd} , i_{sq}

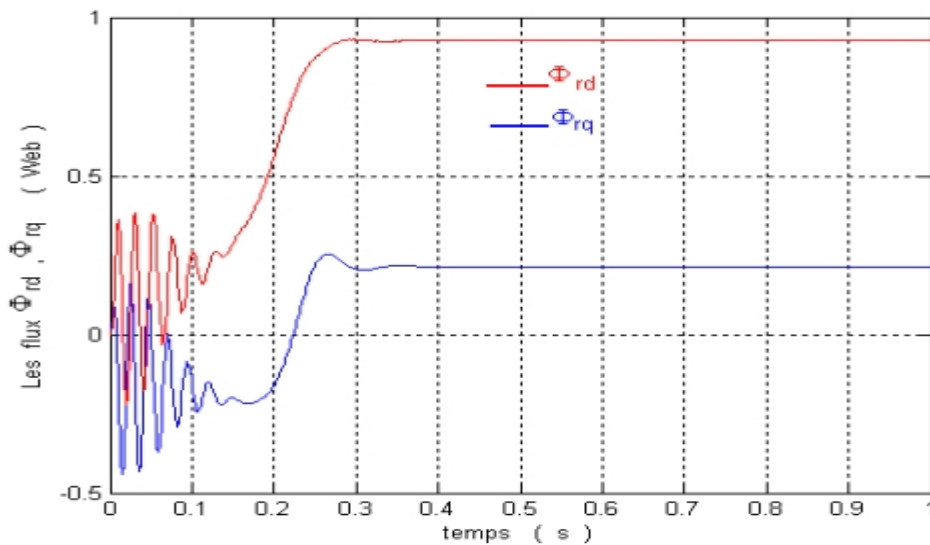


Figure I-23- Comportement dynamique du système MAS - Onduleur en boucle ouverte flux

rotorique Φ_{rd} , Φ_{rq}

I.14. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à une présentation du processus à contrôler. Nous avons en premier temps présenté et défini tous les paramètres de la MAS ainsi que les différents schémas en régime dynamique. Pour établir un modèle complet qui tient compte du régime dynamique et permanent, nous nous sommes intéressés aux problèmes de la modélisation de la MAS tenant compte des hypothèses simplificatrices. Nous avons élaboré le modèle de la MAS dans la base de Clark puis dans la base de Park ainsi que la modélisation de l'ensemble MAS Onduleur. [12]

Nous avons examiné le comportement du système en boucle ouverte. La validité du modèle mathématique choisi dans le repère de Park moyennant les hypothèses simplificatrices a été évoquée, et cela en analysant et examinant l'évolution des variables interne et externe de la MAS considérée.

CHAPITRE 1

Généralité et modélisation d'une machine asynchrone

Etant donné qu'actuellement la MAS est un centre d'intérêt majeur dans la communauté de l'automatique et du traitement de signal de nouvelles méthodes de commandes apparaissent, dans ce qui suit nous allons présenter en détail les différentes techniques de commande de la MAS en boucle fermée.

Dans le chapitre suivant nous commençons par une étude détaillée de la commande classique qui est la commande vectorielle à flux rotorique orienté.



Chapitre 2

Commande vectorielle
d'une machine
asynchrone

II.1.Introduction :

La grande exploitation du contrôle de la machine à induction a commencé par l'invention du contrôle vectoriel par flux orienté à la fin des années 60. Avant cette époque le contrôle de la machine à induction était limité aux commandes scalaires.

Les commandes scalaires de la machine asynchrone, n'assurent pas un découplage entre le flux et le couple moteur. Cette limitation est observée aussi bien dans une alimentation en courant qu'en tension. Pour illustrer ceci, nous rappelons que pour augmenter le couple d'un moteur asynchrone à cage par une augmentation du glissement, le flux est affecté d'une diminution. La commande du couple ne se fait absolument pas indépendamment de celui du flux. Le couplage inhérent entre ces deux variables est responsable du peu de dynamique des techniques classiques [12 ,13].

Les techniques de la commande vectorielle appelées aussi commande à orientation du flux ont pour but d'assurer un certain découplage dans les moteurs à courant alternatif de façon à ce que le flux et le couple de ces moteurs soient commandés indépendamment. Ces techniques tirent leur idée de base du modèle "dq" du moteur asynchrone dans le repère synchrone et de la façon dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés. Elles sont basées sur l'orientation du flux dans la machine selon l'axe d, ce qui assure de ce fait que sa composante quadrature demeure tout le temps nulle. Le couple et le flux peuvent être contrôlés par deux différentes composantes du courant statorique. En maintenant le flux constant, le couple peut être réglé de façon indépendante du flux.

Pour réaliser ces conditions, une commande vectorielle nécessite la connaissance de la position du flux à orienter. Ceci peut être réalisé par une mesure directe à l'aide de capteurs de flux, d'où le nom de commande directe, ou par une estimation indirecte d'où le nom de commande indirecte

A l'exception du cas de la désexcitation, la commande vectorielle impose un flux constant à la machine ce qui permet d'obtenir un fonctionnement à couple maximum et garantir les meilleures performances. Nous montrerons dans ce chapitre que la commande à flux variable offre des réponses similaires à celles de la commande classique en améliorant et en optimisant un critère énergétique donné.

II.2. Principe de la commande vectorielle :

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu.

Le référentiel (d, q) lié au champ tournant est choisi de telle façon que l'axe (d) coïncide avec la direction du flux (I_{sd}) et que l'axe (q) coïncide avec la direction de la composante (I_{sq}) donnant le couple électromagnétique [20][21].

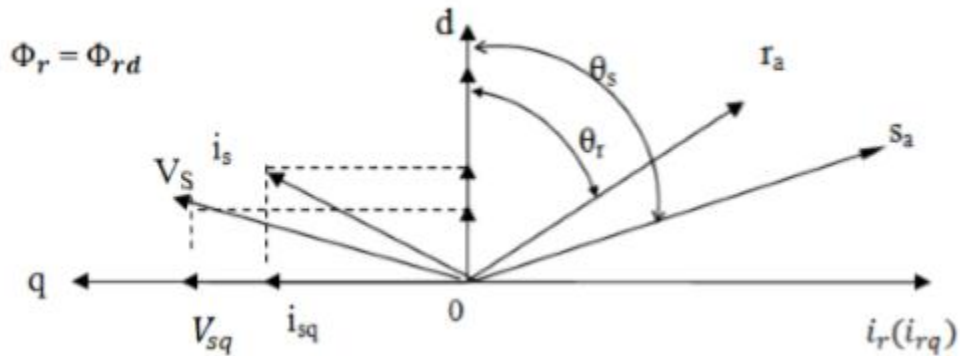


Figure II-1. Orientation du flux (rotorique, statorique et d'entrefer).

II.2.1.Choix d'orientation de flux :

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux :

- Commande vectorielle à flux rotorique orienté.
- à Commande vectorielle à flux statorique orienté.
- Commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées.[14]

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique

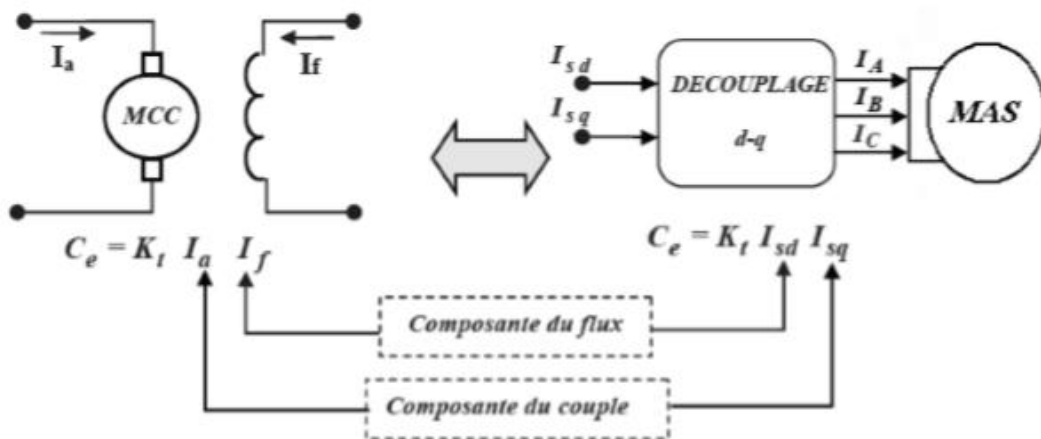


Figure II-2. Schéma de principe de découplage de la MAS/MAC

II.2.2.Types de la commande vectorielle :

Il existe deux modèles les plus utilisés dans les travaux de recherche, la première appelée méthode directe qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K.Hasse. [15]

II.2.2.1. Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du vecteur flux (module et position), et elle est basée sur l'estimation ou la mesure des variables couple et flux. Et pour déterminer sa position du flux il faut utiliser le capteur à effet HALL placés sur les dents de stator.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- La non fiabilité de la mesure du flux.
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre).

II.2.2.2. Commande vectorielle indirecte :

La méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence ϕ_{dr} . L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. [16]

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux [16] :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique[25].

Le problème de cette méthode, elle utilise un circuit de commande compliqué et aussi la sensibilité d'estimation des paramètres de la machine et les variations de la température.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = (R_s + s\sigma L_s)I_{sd} + s\frac{M}{L_r}\Phi_r - \omega_s\sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq} = (R_s + s\sigma L_s)I_{sq} + s\frac{M}{L_r}\Phi_r - \omega_s\sigma L_s I_{sd} \\ \Phi_r = \frac{M}{1+sT_r}I_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r\Phi_r}I_{sq} \\ C_e = \frac{pM}{L_r}\Phi_r I_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.1})$$

A. Découplage entré-sortie:

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent découplage utilisant un régulateur, parmi de ces techniques le découplage par compensation [17]

B. Découplage par compensation :

Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et facile, de définir ainsi deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} [20].

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{sd} = -\omega_s\sigma L_s I_{sq} - R_r \frac{M}{L_r^2} \Phi_r \\ e_{sq} = \omega_s\sigma L_s + R_r \frac{M}{L_r} \Phi_r \omega_r \end{array} \right. \quad (\text{II.3})$$

Les tensions V_{sd1} et V_{sq1} vont reconstruire les tensions V_{sd} et V_{sq}

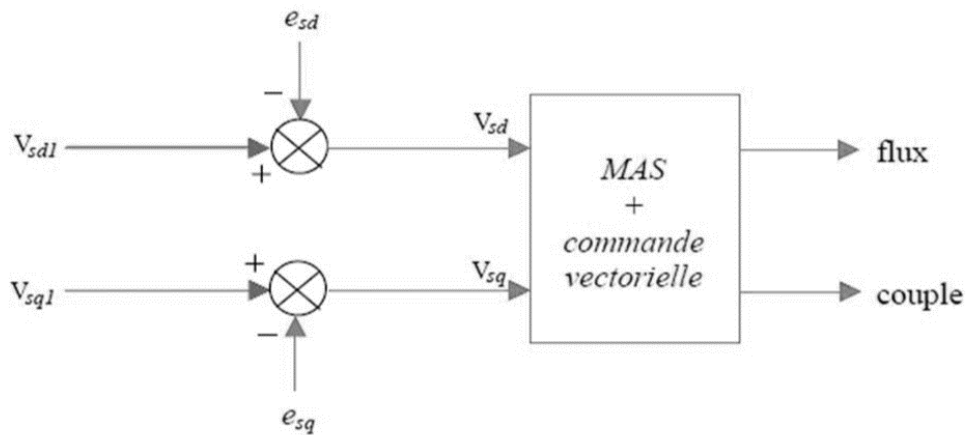


Figure II-3 .Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

Nous définissons ainsi un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + (R_s + \frac{Lm^2}{L_r^2})i_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + (R_s + R_r \frac{Lm^2}{L_r^2})i_{sq} \end{cases} \quad (II.4)$$

A partir de là, Les actions sur les axes (d, q) sont donc découplées. En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons [21] :

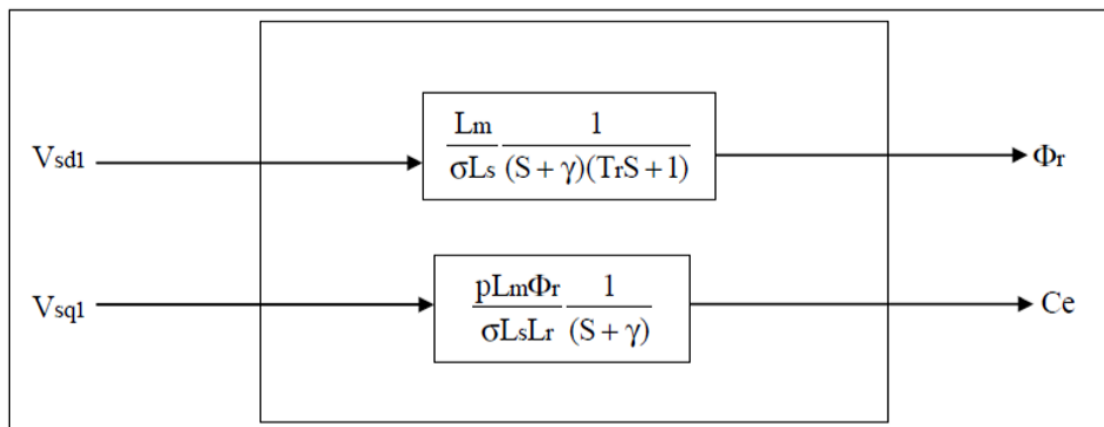


Figure II-4 : Commande découplée –Expression de Φ_r et C_e

$$\text{Avec : } \gamma = \frac{R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}}{\sigma L_s}$$

II.3. Les problèmes posés par le découplage :

Dans ce cas du découplage, si la compensation est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation sur l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement d'une action, et donc divergence du système. Et on constate qu'il y aura un risque d'instabilité et cela pose aussi un problème de robustesse de la commande.

Une solution consiste par exemple à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. Cette technique est très utile pour l'implantation réelle de la commande.

A partir du modèle du moteur et des équations du découplage, nous pouvons obtenir un schéma de principe de la commande vectorielle.

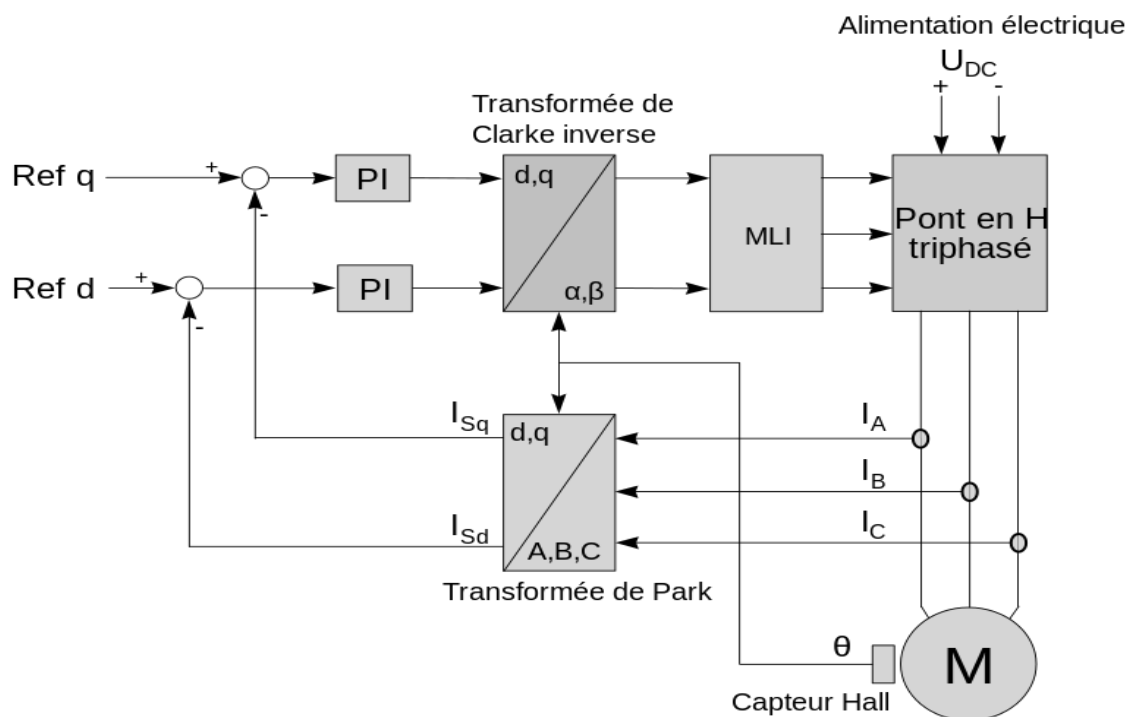


Figure II-5. Exemple de commande vectorielle d'un moteur triphasé, où l'angle de Park (la position du rotor) est mesuré par un capteur à effet Hall

II.4. Bloc de défluxage :

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétique de la machine, et aussi permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement

proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\text{Sous vitesse : } \Phi_r = \Phi_{rnom} \text{ pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom} \quad (2.5)$$

$$\text{Sur vitesse : } \Phi_r = \frac{\Phi_{rnom}}{|\Omega_r|} \Omega_{rnom} \text{ pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{rnom} \quad (2.6)$$

Avec :

Ω_{rnom} : vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominale

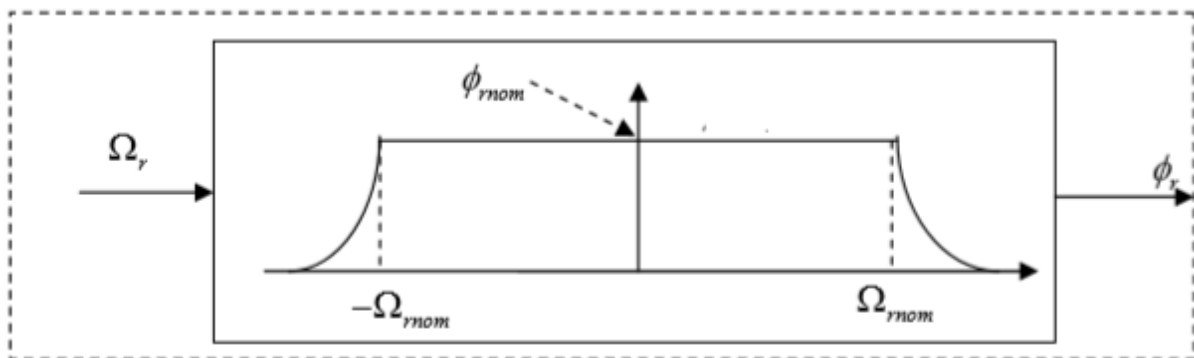


Figure II-6 : Bloc de défluxage.

II.5.Types de MLI :

❖ Les différents types de modulation de largeur d'impulsion [15]:

✓ **MLI naturelle ou interjective:**

Le calcul des instants de commutation se fait par intersection du signal de référence avec un signal triangulaire.

✓ **MLI avec contrôle d'amplitude:**

L'amplitude crête est constante et pour la valeur efficace du fondamental, on agit sur la largeur des impulsions. Pour maintenir $U/f = Cte$, il faut modifier la valeur des angles d'amorçage de MLI pour chaque valeur de vitesse. Ceux-ci sont donc pré calculés et stockés dans une mémoire.

✓ **MLI vectorielle:**

Les instants de commutation sont calculés en ligne. En ce qui nous consternons pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture (instants de commutation) des interrupteurs, on utilise la technique MLI naturelle consistant à comparer le signal de référence onde (modulante) de forme sinusoïdale à faible fréquence, à un signal triangulaire onde (porteuse) de fréquence élevée.

Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

II.6.La régulation :

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle PI. Le régulateur proportionnelle – intégrale PI est le régulateur le plus utilisé dans l'industrie où ses qualités de correction s'appliquent à de multiples grandeurs physiques [21].

Le régulateur ou le correcteur PI améliore la stabilité de la réponse et l'élimination de l'erreur statique en régime permanent.

L'objectif de la régulation, en général, est d'avoir un système de hautes performances.

II.6.1.Conception des régulateurs :

Soit $Y^*(t)$ le signale à pour suivre, et $y(t)$ le signale de sortie du système à contrôler.

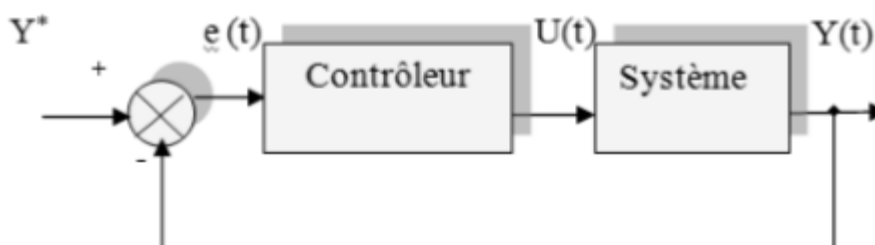


Figure II-7 : Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) \quad (\text{II.7})$$

II.6.2.Action proportionnelle (p) :

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

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

II.6.3.Action intégrale (I) :

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

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $u(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.6.4.Les caractéristiques des régulateurs :

❖ La stabilité :

On dit que le système est stable si pour une entrée bornée, la sortie reste bornée quelles que soient les perturbations. Ou aussi la stabilité traduit la propriété d'un système de tendre ou de revenir vers un état d'équilibre.

❖ La rapidité :

La rapidité caractérise le temps de réaction d'un système à une variation de la consigne. Elle est caractérisée par le temps de réponse à 5%.

❖ La précision :

La précision d'un système est caractérisée par l'écart en régime permanent.

II.6.5.Les régulateurs des courants statoriques :

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables (si nous considérons une alimentation en tension, comme nous sommes en train de le faire). Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Le régulateur que nous allons utiliser est du type Proportionnel Intégral (PI).[21]

II.6.6.Régulation du courant statorique directe I_{sd} :

La fonction de transfert du courant rotorique directe est obtenue à partir de schéma et par l'annulation de E_d par le terme de compensation [22].

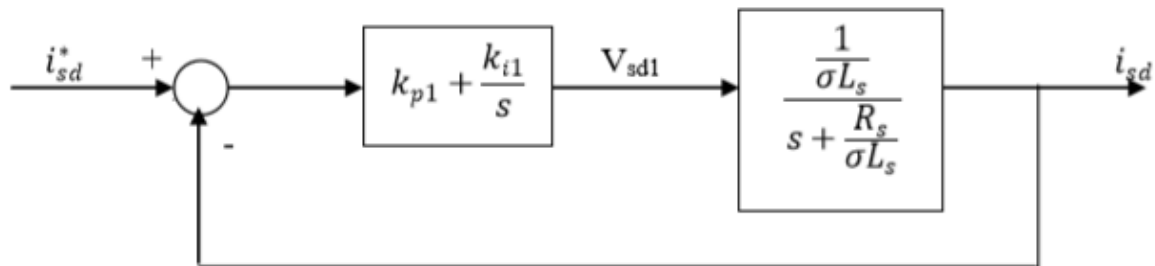


Figure II-8 .Schéma bloc de la régulation du courant statorique I_{sd}

II.6.6.1.La fonction de transfert en boucle ouvert s'écrite :

$$F_{i_{sd}} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = k_{p1} \frac{s + \frac{k_i}{k_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.8})$$

Compensons le pôle $(s + \frac{k_i}{k_{p1}})$ par $(s + \frac{R_s}{\sigma L_s})$ ce qui se traduit par la condition

$$\frac{k_i}{k_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{II.9})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$F_{i_{sd}} = \frac{k_{p1}}{s \sigma L_s} \quad (\text{II.10})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{i_{sd}} = F_{i_{sd}} = \frac{F_{i_{sd}}}{1 + F_{i_{sd}}} = \frac{1}{\frac{s \sigma L_s}{k_{p1}} + 1}, \tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} \quad (\text{II.11})$$

Nous obtenons une réponse de type 1er ordre de constante de temps

$$\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{k_{p1}} \quad (\text{II.12})$$

Pour un temps de réponse imposé T_{rep1} (5%), nous obtenons la condition suivante:

$$3\tau_1 = \tau_{\text{rép1}(5\%)} \quad (\text{II.13})$$

Donc

$$k_{p1} = \frac{3\sigma L_s}{\tau_{\text{rép1}(5\%)}} \quad (\text{II.14})$$

Et, d'après l'équation :

$$k_{i1} = \frac{3R_s}{\tau_{\text{rép1}(5\%)}} \quad (\text{II.15})$$

II.6.7. Régulation de courant statorique i_{sq} :

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est Représenté par la figure [24] :

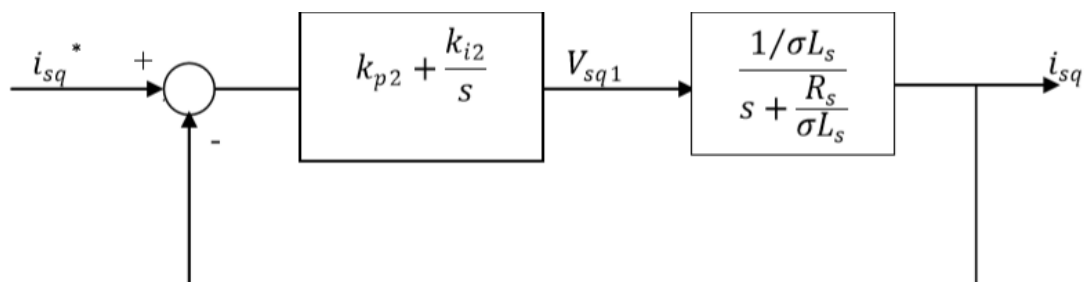


Figure II-9. Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq}

On remarque que le courant i_{sq} à la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment

$$k_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{\tau_{\text{rép2}(5\%)}} \quad (\text{II.16})$$

Et, d'après l'équation :

$$k_{i2} = \frac{3R_s}{\tau_{\text{rép2}(5\%)}} \quad (\text{II.17})$$

II.6.8. Régulation de la vitesse :

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure

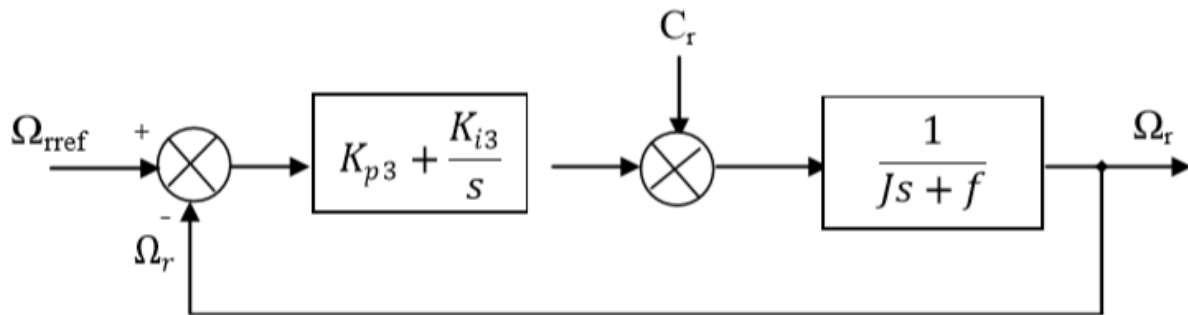


Figure II-10 .Schéma bloc de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{k_{p3}s+k_{p3}}{s(Js+f)} \quad (\text{II.18})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$F\Omega_r = \frac{k_{p3}s+k_{p3}}{Js^2 + (k_{p3}+f)s+k_{i3}} \quad (\text{II.19})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2eme ordre, dont la forme canonique :

$$\frac{1}{\omega_n^2 s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n^*} s + 1} \quad (\text{II.20})$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II.21})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n^*} = \frac{k_{p3}+f}{k_{i3}} \quad (\text{II.22})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 0.007$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient:

$$k_{i3} = J\omega_n^2 \quad (\text{II.23})$$

$$k_{p3} = 2J\omega_n^* - f \quad (\text{II.24})$$

Le schéma complet du régulateur de vitesse est donné sur la figure suivante:

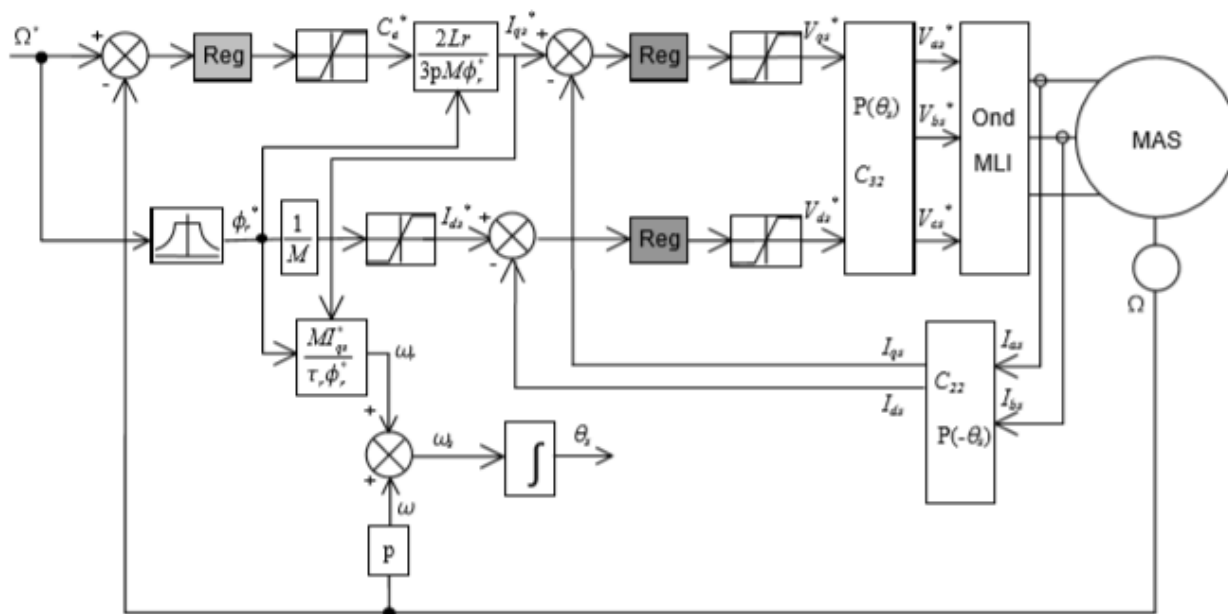


Figure II-11. Régulation de vitesse par la commande vectorielle

II.7. Résultats De Simulation:

La machine commandée vectoriellement [14] par orientation du flux rotorique, est mise en évidence par simulation numérique sous environnement MATLAB/ SIMULINK.

La figure (II-11) suivante montre les performances de réglage lors d'un démarrage à vide suivi de l'application à l'entrée de commande un échelon de vitesse de 120(rad/s) et d'un couple de charge à $t = 1s$ ($C_r=5Nm$). On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse converge vers sa valeur de référence avec un dépassement faible et sans erreur statique.

Après l'application de la charge on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence sans erreur, le courant statorique suit la variation de la charge.

Le couple subit un pic aux premiers instants de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge. On remarque que le courant i_{qs} représente l'image du couple à un constant pré ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple et que les composantes du flux rotorique obéissent au principe de la commande vectorielle.

CHAPITRE 2

COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

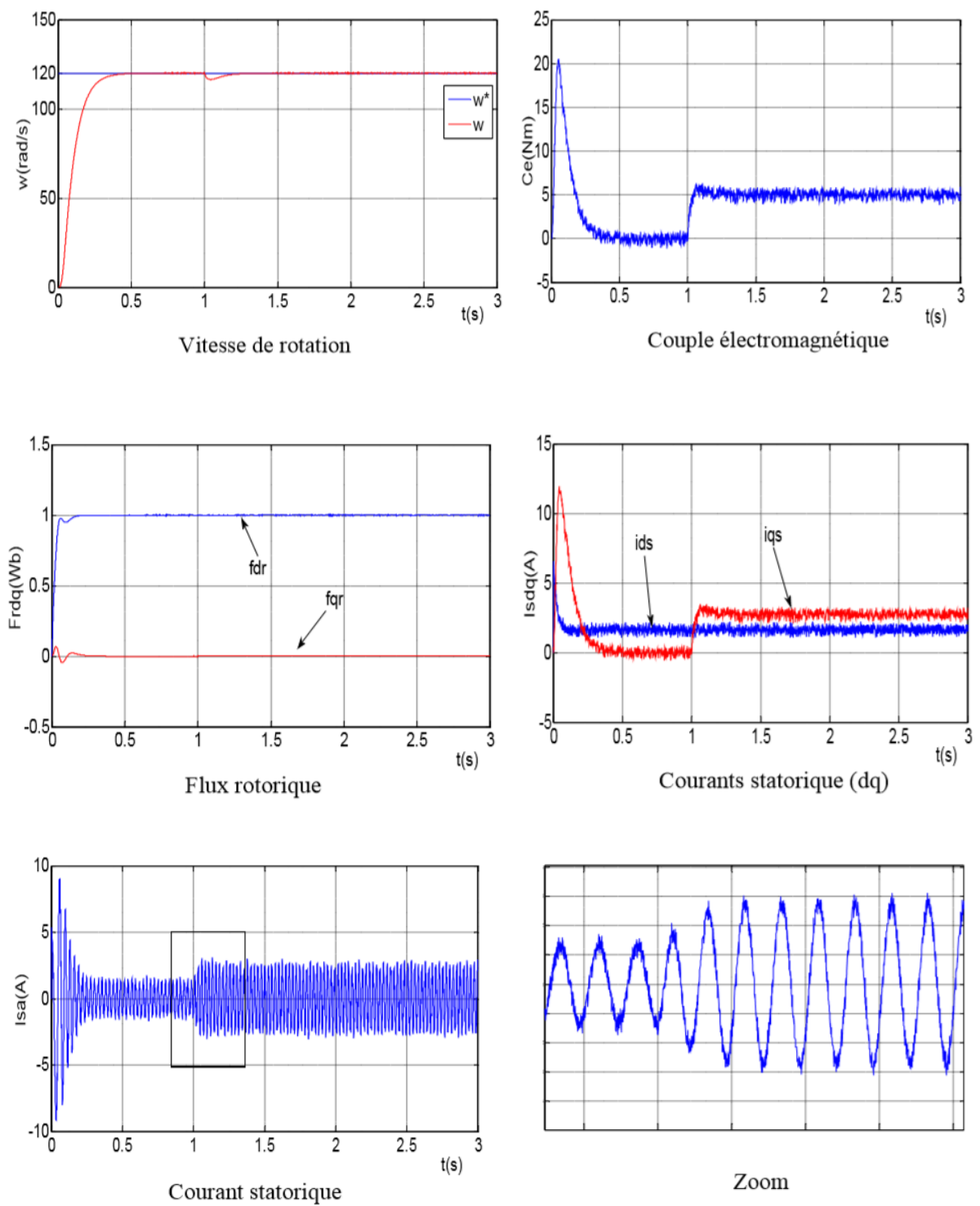


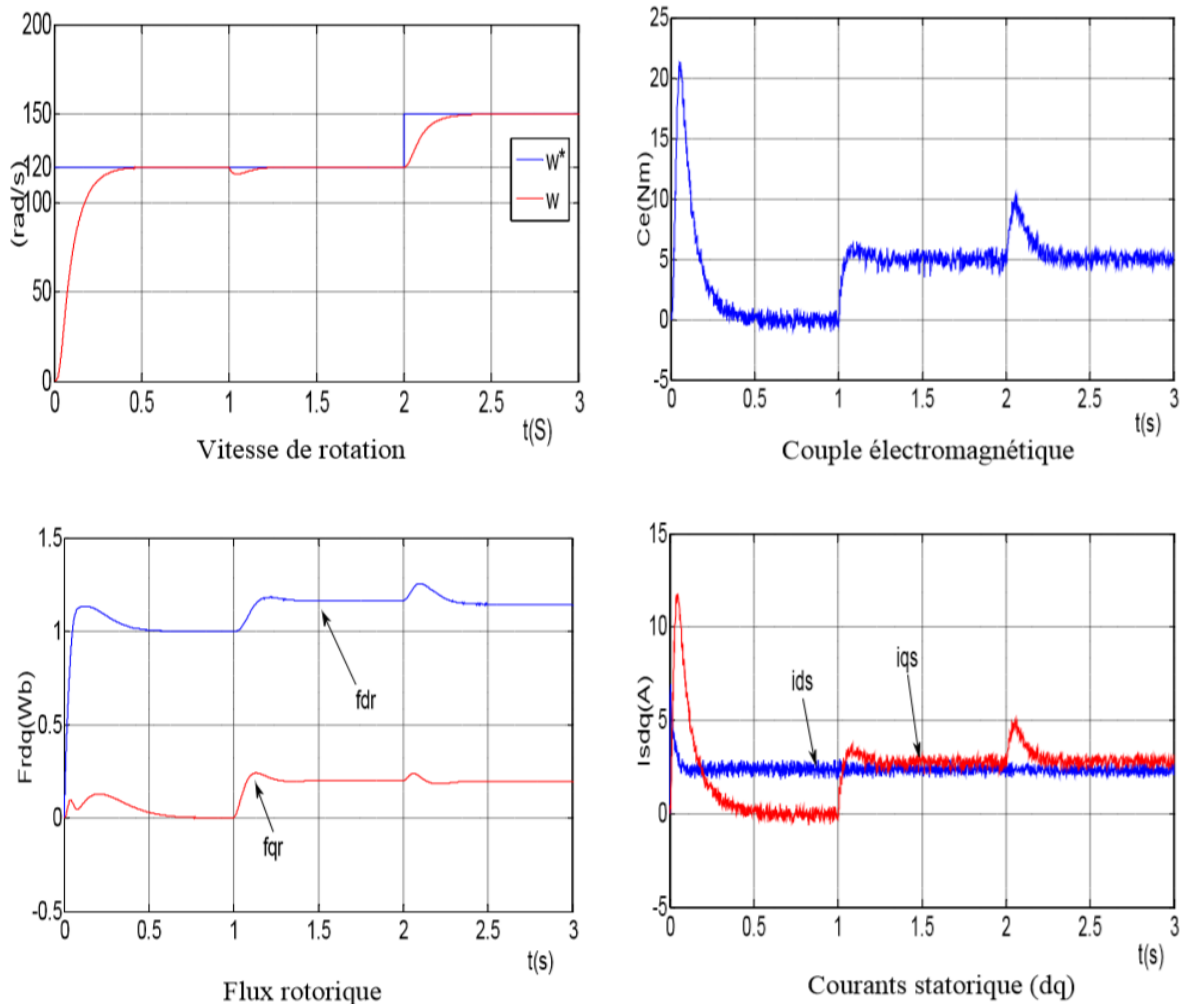
Figure II-12. Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS alimentée en tension lors du démarrage à vide puis en charge.

Et afin de juger l'efficacité (robustesse) de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués à temps de simulation (3s), variation de vitesse et variation de la résistance rotorique.

II.7.1. Test de variation de la Vitesse de Référence:

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de 120 (rad /s) à (t=0s) à 150 (rad /s) à (t=2s). On remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence Sans dépassement ni erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre, puis rejoint sa valeur de référence, le courant i_{qs} est toujours l'image du couple ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple.

Aussi, on remarque une variation en module du flux rotorique à cause du fonctionnement en mode de défluxage de la machine, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.



CHAPITRE 2

COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

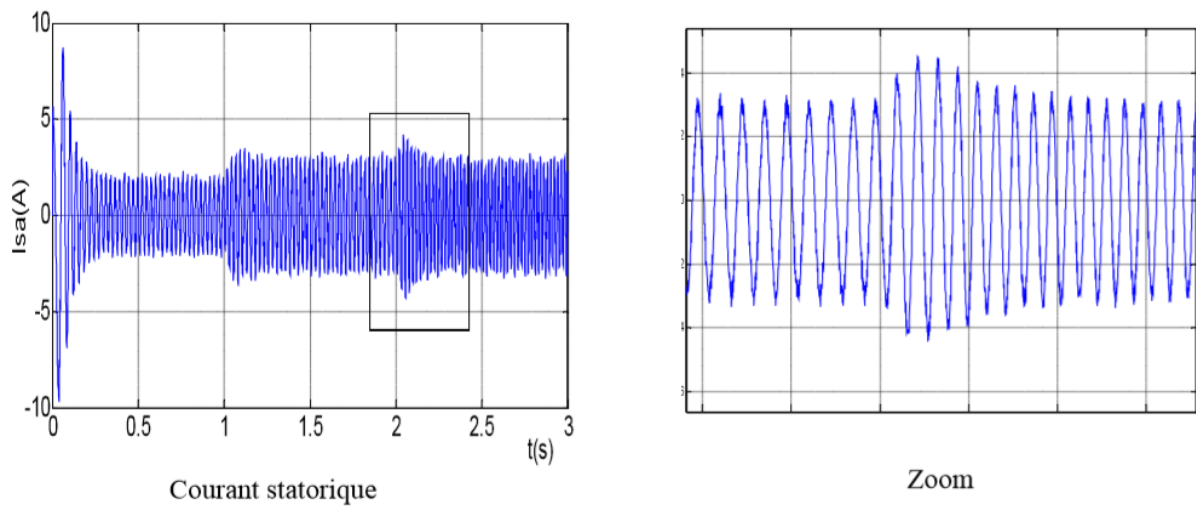
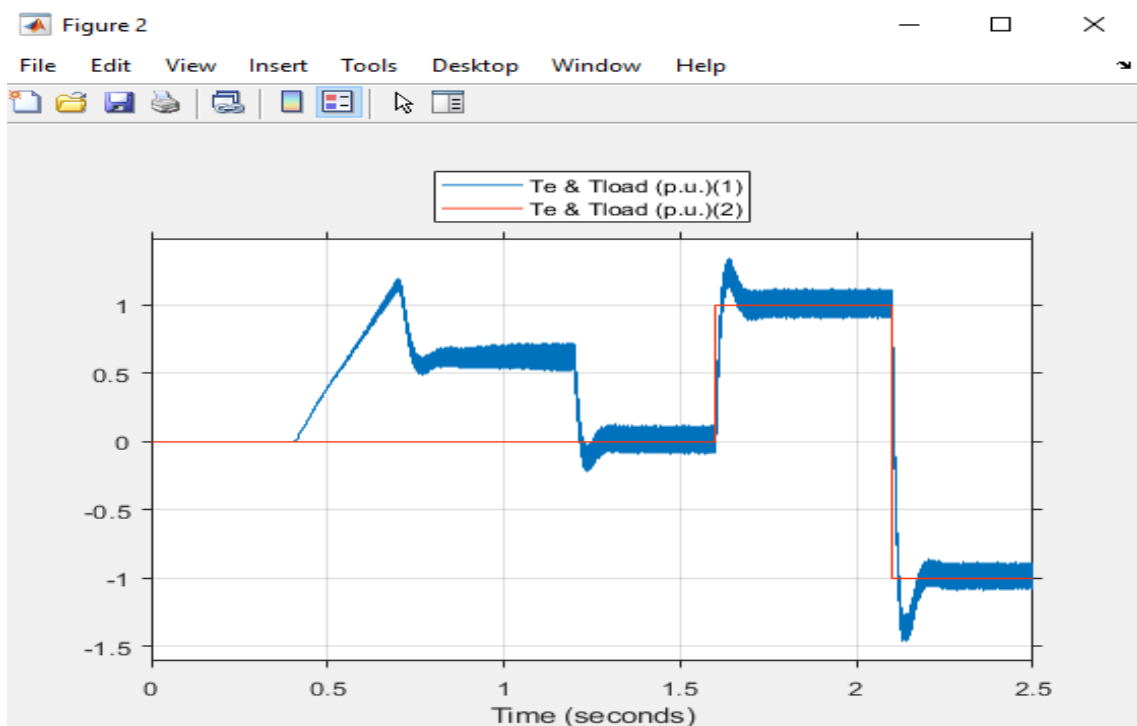


Figure II-13. Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS après la variation de $\Omega^*=150$ rad/s à $t=2$ s



CHAPITRE 2

COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

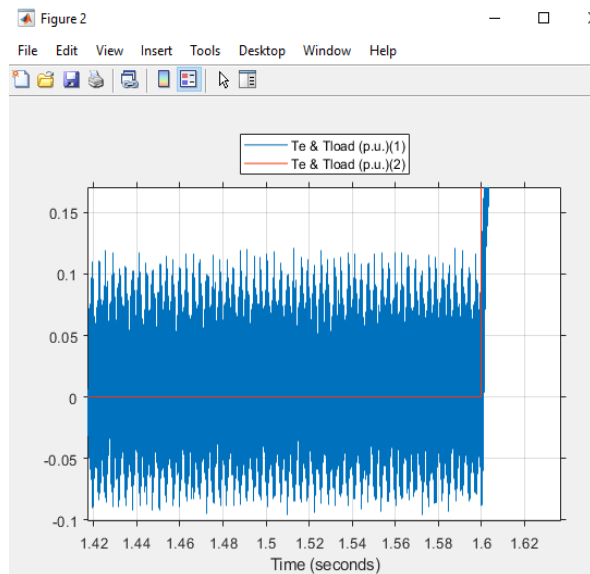


Figure II-14. Les variations du Te de plan et le modèle en fonction du temps

Temps	0.5	1.5	2
Te plan	0.4	-0.08	0.9
Te modèle	0	0	1
Erreur	0.4	0.08	0.1

Tableau II-1 : représente l'erreur du couple .

La figure II- 14 montre que malgré le couple du plan qui suit le couple dumodeleil y a un décalage entre eux , ce dernier se traduit par une erreur moyenne de 0.19 . Nous pouvons interpréter cette erreur par le nombre d'itérations d'une part et d'autre part il peut être dû aux paramètres d'optimisation.

II.7.2. Teste de variation de la Résistance Rotorique :

La résistance rotorique de la machine varie lorsque la température des enroulements augmente suite à une application de la charge par exemple. De ce fait, la machine est démarrée à vide, puis à l'instant $t=1s$, on applique un couple résistant ($C_r=5Nm$) ce qui peut causer une augmentation de la résistance rotorique de $2 \cdot R_r$. D'après les résultats présentés dans la figure (II-13), on remarque qu'au moment de variation de la résistance rotorique de double de la résistance nominale, on remarque que le découplage est affecté ce que montrent les composantes du flux rotorique.

Donc la commande est sensible à la variation de la résistance rotorique.

CHAPITRE 2

COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

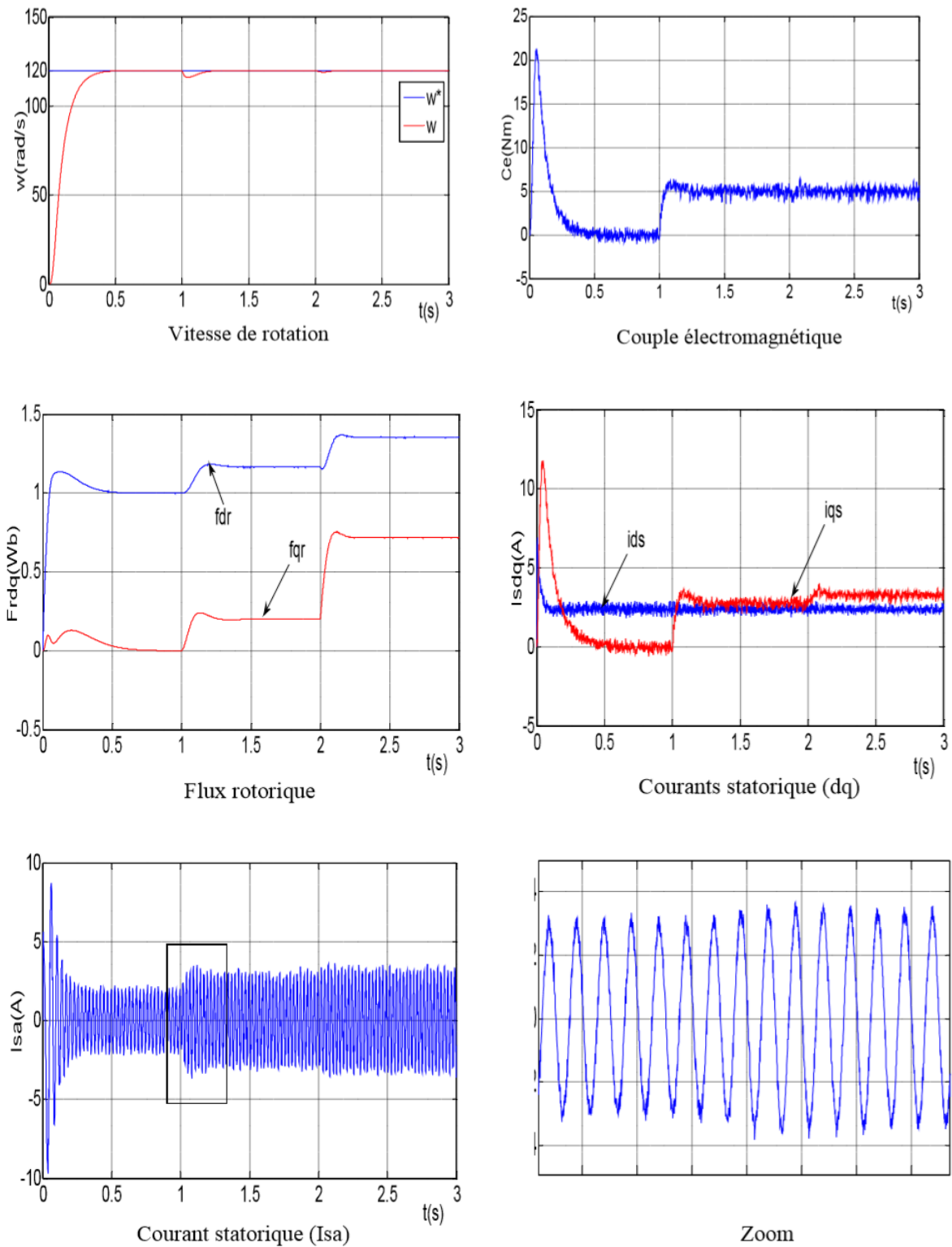


Figure II-15. Résultats de simulation de FOC appliquée à la MAS avec la variation de

$$R_r = 2 * R_m$$

CHAPITRE 2

COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

II.8.Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre le principe de la commande vectorielle, ainsi que ses différents types à savoir la commande directe et indirecte.

Nous avons aussi étudié le régulateur Proportionnel intégral (PI) qui a le rôle d'assurer le bon fonctionnement et obtenir un système de haute performance



Chapitre 3

Identification d'une
machine asynchrone
par méthode pso

III.1. Introduction :

Les coefficients des régulateurs classiques PI utilisés au sein de la commande vectorielle sont directement calculés à partir des paramètres de la machine, lors des dérives de ces derniers provoquent une altération de la commande de la machine [1]. Afin d'obtenir de meilleurs performances on a recours à l'optimisation de ces régulateurs. Plus récemment, une méthode d'optimisation nommée « optimisation par essaim de particules », soit en anglais « Particle Swarm Optimization » (PSO), inspirée de l'intelligence d'essaim a attiré les chercheurs et faite exploiter dans différents domaines d'optimisation. Cette méthode est devenue de plus en plus populaire. Elle est caractérisée par une façon décentralisée de travail qui imite le comportement des essaims d'insectes sociaux, les masses d'oiseaux ou les écoles de poisson [2]. L'avantage de ces approches sur les techniques traditionnelles est la robustesse et la flexibilité [3]. Dans ce chapitre, nous présentons le principe de fonctionnement de la technique PSO, ainsi que les PSO en mettant en évidence leurs similitudes et leurs différences avec l'application à travers les gains du régulateur PI des courants rotoriques du la machine asynchrone à double alimentation [4].

III-2-Définition de l'optimisation :

Un problème d'optimisation se définit comme la recherche du minimum ou du maximum (de l'optimum) d'une fonction donnée. On peut aussi trouver des problèmes d'optimisation pour lesquelles les variables de la fonction à optimiser sont contraintes d'évoluer dans une certaine partie de l'espace de recherche. Dans ce cas, on a une forme particulière de ce que l'on appelle un problème d'optimisation sous contraintes [bek14].

III-3-Fonction Objectif :

Un problème d'optimisation est un problème à partir duquel on peut définir une ou plusieurs fonctions objectifs permettent la différenciation d'une bonne solution une mauvaise. Concrètement, ces fonctions objectifs parcourent l'ensemble des solutions possibles de l'espace de recherche local et sont, à chaque itération, comparés à des optimums précédemment définis [24].

Leur égalité(ou presque égalité dans le cas d'une garantie de performance) conduit alors à l'état final; à la solution [Aik 11],[Man 08]. Le principe même d'une méta heuristique est de minimiser ou de maximiser ces fonctions afin de réduire les solutions possibles et par la même occasion le temps d'exécution. Lorsqu'une seule valeur est associée à une seule fonction objective on parle de problème mono-objectif. Dans le cas contraire on parle naturellement d'un problème multi objectif [6].

Optimisation d'Essaim de Particules (Particle Swarm Optimization): L'optimisation d'essaim de particules (PSO) est une technique stochastique basée sur la population d'optimisation développée par Dr. Eberhart et Dr. Kennedy en 1995, inspiré par le comportement social des oiseaux s'assemblant ou le banc de poissons figure (III-1) [Aik 11]. Ses deux concepteurs,

CHAPITRE 3

IDENTIFICATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR METHODE PSO

cherchaient à modéliser des interactions sociales entre des « agents » devant atteindre un objectif donné dans un espace de recherche commun, chaque agent ayant une certaine capacité de mémorisation et de traitement de l'information. La règle de base était qu'il ne devait y avoir aucun chef d'orchestre, ni même aucune connaissance par les agents de l'ensemble des informations, seulement des connaissances locales. Un modèle simple fut alors élaboré [Bek 14].



Figure III-1. Groupe de : (a) oiseaux, (b) poissons

En effet, on peut observer chez ces animaux des dynamiques de déplacement relativement complexes, alors qu'individuellement chaque individu a une intelligence limitée et une connaissance seulement locale de sa situation dans l'essaim. Un individu de l'essaim n'a pour connaissance que la position et la vitesse de ses plus proches voisins. Chaque individu utilise donc, non seulement, sa propre mémoire, mais aussi l'information locale sur ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement. Des règles simples, telles que “aller à la même vitesse que les autres”, “se déplacer dans la même direction” ou encore “rester proche de ses voisins” sont des exemples de comportements qui suffisent à maintenir la cohésion de l'essaim, et qui permettent la mise en œuvre de comportements collectifs complexes et adaptatifs. L'intelligence globale de l'essaim est donc la conséquence directe des interactions locales entre les différentes particules de l'essaim. La performance du système entier est supérieure à la somme des performances de ses parties. Kennedy et Eberhart se sont inspirés de ces comportements socio-psychologiques pour créer le PSO [7]. Un essaim de particules, qui sont des solutions potentielles au problème d'optimisation, “survole” l'espace de recherche, en quête de l'optimum global. Le déplacement d'une particule est influencé par les trois composantes suivantes [Yan 08]: Une composante physique : la particule tend à suivre sa direction courante de déplacement ; Une composante cognitive : la particule tend à se diriger vers le meilleur site par lequel elle est déjà passée ; Une composante sociale : la

CHAPITRE 3

IDENTIFICATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR METHODE PSO

particule tend à se fier à l'expérience de ses congénères et, ainsi, à se diriger vers le meilleur site déjà atteint par ses voisins. Dans le cas d'un problème d'optimisation, la qualité d'un site de l'espace de recherche est déterminée par la valeur de la fonction objective en ce point [8].

La figure III.2 suivante illustre la stratégie de déplacement d'une particule.

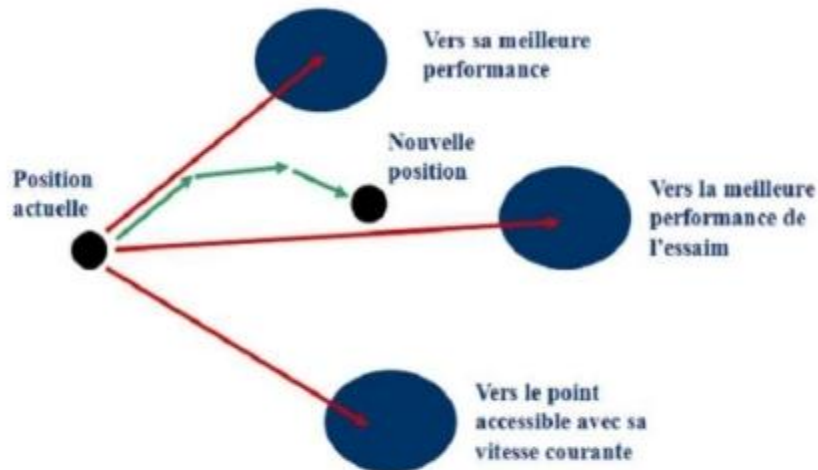


Figure III-2: Déplacement d'une particule

Il faut ensuite définir les voisinages et leur structure, il en existe deux types : Les voisinages géographiques : les voisins d'une particule sont ses voisins les plus proches. Ce type de voisinage impose l'utilisation d'une distance pour recalculer à chaque itération (ou toutes les k itérations) les voisins de chaque particule. Ci-dessous, la figure (III-3) est un exemple où les voisins d'une particule sont les deux particules qui lui sont le plus proche [9].

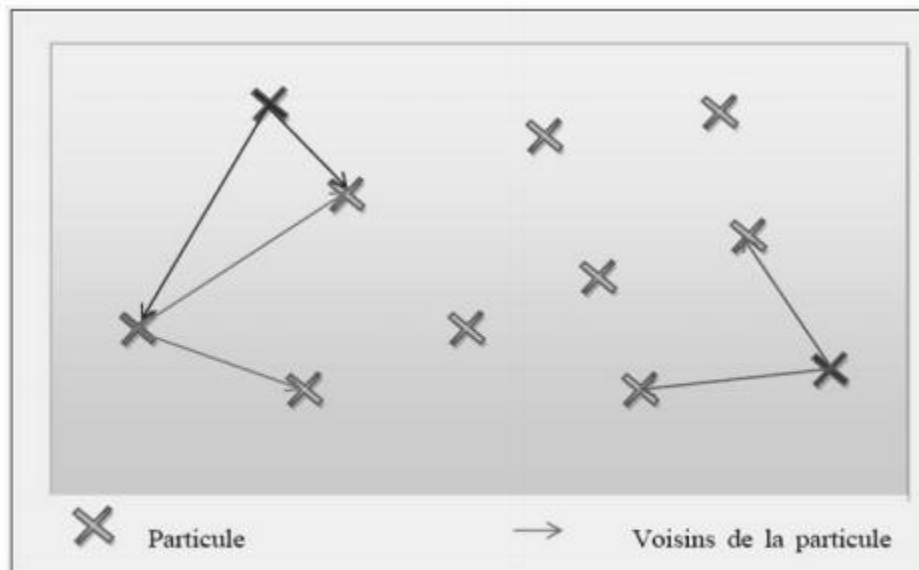


Figure III-3: Exemple de voisinage géographique.

Les voisinages sociaux : les voisinages sont établis à l'initialisation et ne sont pas modifiés ensuite. Il existe différentes structures de voisinages sociaux, nous allons vous en présenter quelques-uns (Figure III-4)[Bek 14].

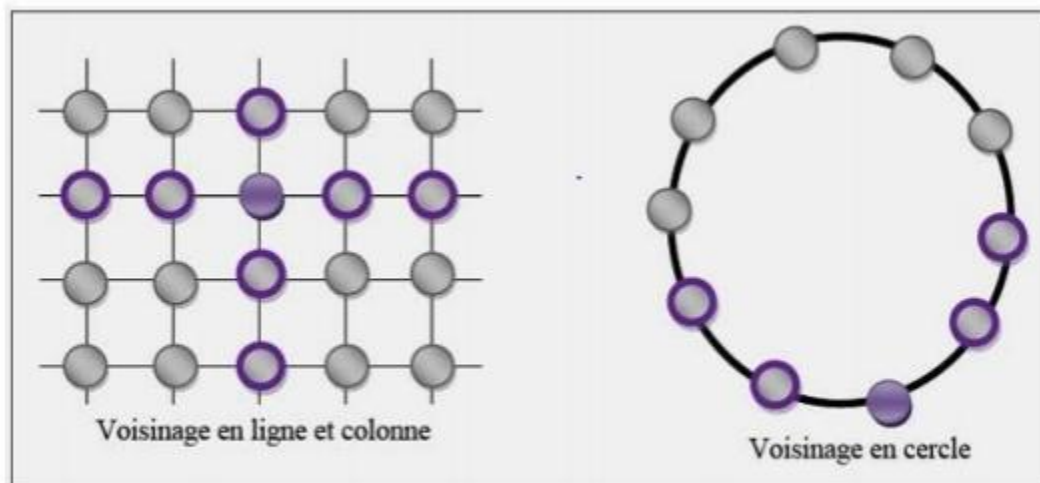


Figure III-4: Deux cas de voisinage social.

III-4-optimisation et identification ;deux problématiques semblables:

L'optimisation des performances d'un système revient a rechercher un extremum (minimum ou maximum) d'une fonction objectif que l'utilisateur définit.

CHAPITRE 3

IDENTIFICATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR METHODE PSO

L'identification inverse a pour but de déterminer les valeurs de paramètres permettant à la fonction objectif d'être ici clairement définie.

Ces deux approches sont donc identiques dans le sens où une fonction objectif existe; que l'on cherche par exemple à minimiser [10].

III-5- Principe de l'Algorithme PSO :

Dans le PSO, chaque individu de la population est dit (particule), tandis que la population est connue sous le nom (Swarm). Il faut noter, que la particule peut bénéficier des mouvements des autres particules dans la même population pour ajuster sa position et sa vitesse durant le processus d'optimisation. Chaque individu utilise l'information locale à laquelle il peut accéder sur le déplacement de ses plus proches voisins pour décider de son propre déplacement. Des règles très simples comme "rester proche des autres individus", "aller dans la même direction", "aller à la même vitesse" suffisent pour maintenir la cohésion du groupe tout entier [Baz 04]. Au départ de l'algorithme, un essaim est réparti au hasard dans l'espace de recherche, chaque particule ayant également une vitesse aléatoire. Ensuite, à chaque pas de temps : Chaque particule est capable d'évaluer la qualité de sa position et de garder en mémoire sa meilleure performance, c'est-à-dire la meilleure position qu'elle a atteinte jusqu'ici (qui peut en fait être parfois la position courante) et sa qualité (la valeur en cette position de la fonction à optimiser). Chaque particule est capable d'interroger un certain nombre de ses congénères de son voisinage et d'obtenir de chacune d'entre elles sa propre meilleure performance. A chaque pas de temps, chaque particule choisit la meilleure des meilleures performances dont elle a connaissance, modifie sa vitesse en fonction de cette information et de ses propres données et se déplace en conséquence [11]. A partir de quelques informations dont elle dispose, une particule doit décider de son prochain mouvement, c'est-à-dire décider de sa nouvelle vitesse. Pour ce faire, elle combine trois informations : Sa vitesse actuelle. Sa meilleure position actuelle. La meilleure performance (vitesse et position) de ses voisines. Le hasard joue un rôle, grâce à une modification aléatoire limitée des coefficients de confiance, ce qui favorise l'exploration de l'espace de recherche. Naturellement, pour pouvoir être programmé, tout ceci est formalisé dans des équations de mouvement. Un point intéressant est que, contrairement à bien d'autres heuristiques qui restent purement expérimentales, il existe une analyse mathématique précisant les conditions de convergence et le choix des paramètres [Aik 11].

III-6-INDICES DE PERFORMANCE D'UN PI

Le régulateur PI est un système linéaire du premier ordre à une entrée et une sortie, dont la fonction de transfert dans le domaine de la place est donnée par l'équation (II.21).

Afin de définir la qualité de la régulation, on se base en général sur l'analyse de la réponse indicielle de l'ensemble régulateur PI plus système.

CHAPITRE 3

IDENTIFICATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR METHODE PSO

Différents indices de performance peuvent être évalués à partir de cette réponse temporelle. De façon générale, on cherche à quantifier la différence entre la réponse réelle du système asservi et une réponse idéale qui serait un échelon. Les indices couramment utilisés sont définis de la façon suivante : [25]

III-6-1-POURCENTAGE DE DEPASSEMENT « D »

Avant de se stabiliser, la sortie du système passe par un régime transitoire oscillant d'une part et d'autre part de la valeur finale. On définit le pourcentage de dépassement par :

$$d\% = \frac{Y_{\max} - Y[\infty]}{Y_{\max}} \times 100\% \quad (\text{III.1})$$

III-6-2-INTEGRALES FAISANT INTERVENIR L'ERREUR

Pour évaluer la différence existante entre la réponse réelle et une réponse idéale de type échelon, on peut calculer l'intégrale d'un terme positif faisant intervenir l'erreur. Un indice calculé de cette façon prend une valeur d'autant plus élevée que la réponse réelle est éloignée de la réponse idéale. En pratique, l'intégrale est calculée sur un intervalle $[0, T]$ suffisamment étendu pour contenir tout le régime transitoire.[19]

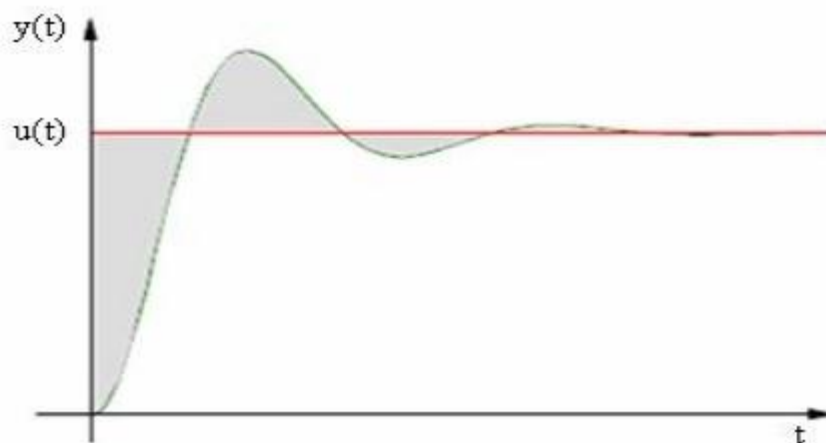


Figure III-5: Intégrale faisant intervenir l'erreur

L'erreur $e(t) = y(t) - u(t)$; où $y(t)$: signal de sortie, $u(t)$: signal d'entrée

L'intégrale de la valeur absolue de l'erreur $e(t)$ est donnée par :

$$IAE = \int_0^T |\varepsilon(t)| \cdot dt \quad (\text{III.2})$$

CHAPITRE 3

IDENTIFICATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR METHODE PSO

Cet indice exprime la surface générée par la différence entre la valeur de consigne et la valeur réelle.

On utilise également l'intégrale de l'erreur quadratique, définie par :

$$ISE = \int_0^T |\varepsilon^2(t)| . dt \quad \text{(III.3)}$$

Pour pénaliser les systèmes dont le régime transitoire dure trop longtemps, on utilise également l'intégrale du produit de l'erreur par le temps, donnée par :

$$ITAE = \int_0^T t . |\varepsilon(t)| . dt \quad \text{(III.4)}$$

Et également l'intégrale du produit de l'erreur quadratique par le temps, donnée par :

$$ISTE = \int_0^T t . |\varepsilon^2(t)| . dt \quad \text{(III.5)}$$

Donc, on peut trouver une liste plus complète de mesures de performances d'un système asservi. Dans notre étude, nous nous sommes limités aux quatre derniers indices de performance (IAE, ISE, ITAE et ISTE) définis ci-dessus.

Pour notre étude nous avons choisi de minimiser l'erreur $e(t)$ entre la vitesse de référence et la vitesse réelle de la machine selon les critères définis par les équations.

La fonction à optimiser est donnée par l'équation :

$$e(t) = \Omega_{\text{ref}} - \Omega \quad \text{(III.6)}$$

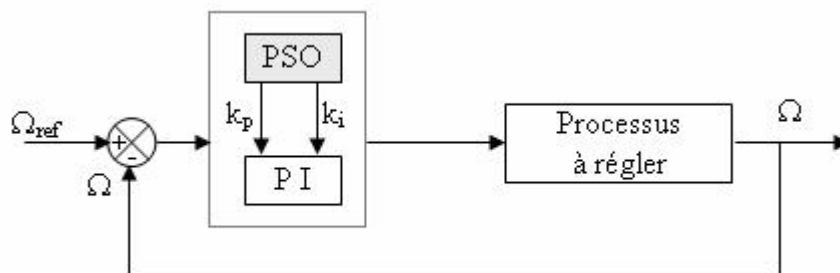


Figure6 : Bloc diagramme d'implantation des PSO pour l'ajustement du PI

L'implémentation des PSO a été effectuée en se référant à l'organigramme suscit.

Mais avant tout, on donne quelques explications aux symboles utilisés :

P_{bi} : représente la ieme meilleure solution (position) de la particule i .

CHAPITRE 3

IDENTIFICATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR METHODE PSO

P_g : représente la meilleure solution (position) globale du groupe.

X_i : représente la solution (position) de la i eme particule.

V_i : représente la vélocité (vitesse) de la i eme particule.

f : la fonction fitness à optimiser.

j_1, j_2 : sont des pondérations choisies généralement égales à 2.

r_1, r_2 : sont deux variables aléatoires uniformément distribuées.

W : représente l'inertie est fixée à 0.8.

Il est à noter que chaque particule contient un nombre de composants, pour notre exemple chaque particule contient quatre composants (coefficients des régulateurs) à savoir :

(T_v, K_v, K_{pi}, K_{ii}) un organigramme peut être dresse comme suit. Selon la figure:

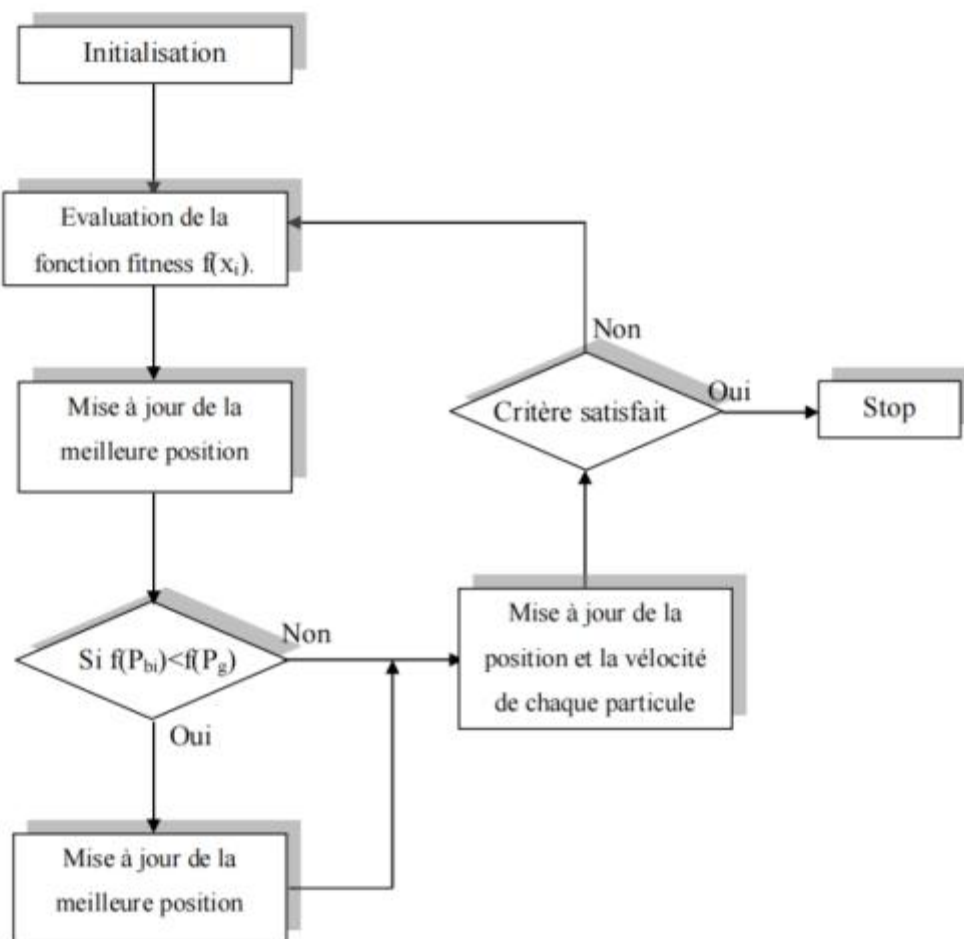


Figure7 : organigramme de l'algorithme de PSO

III-7-L'organigramme se récapitule en :

Etape 1 : initialisation de toutes les positions locales X_i , meilleures positions locales P_{bi} et la meilleure position globale P_g .

Etape 2 : évaluer la fonction fitness de chaque particule $f(X_i)$.

Etape 3 : mise à jour de toutes les meilleures positions locales P_{bi} .

Etape 4 : si $f(P_{bi}) < f(P_g)$ alors $P_g = P_{bi}$

Etape 5 : mise à jour de X_i et V_i suivant les deux équations (III.1) et (III.2).

Etape 6 : si le critère d'arrêt est satisfait alors stop sinon aller à étape 2.

III-8-SIMULATION ET RESULTATS

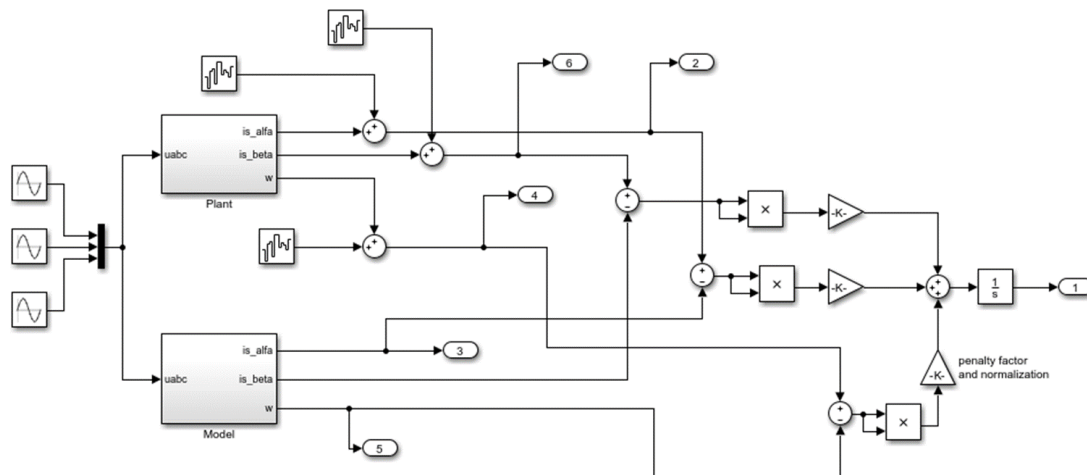


Figure III-8 schéma bloc d'identification de des paramètres de la machine asynchrone par PSO

III-8-1-Le choix des paramètres de PSO était comme suit : [22]

Après avoir fait plusieurs expériences, nous avons obtenu les résultats suivant :

L'augmentation de la taille d'essaim mène à compliquer le calcul avec prolongation dans le temps du calcul.

Dans notre cas, le nombre d'itération maximal égale 120 et ce nombre est proche du cas réel.

CHAPITRE 3

IDENTIFICATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR METHODE PSO

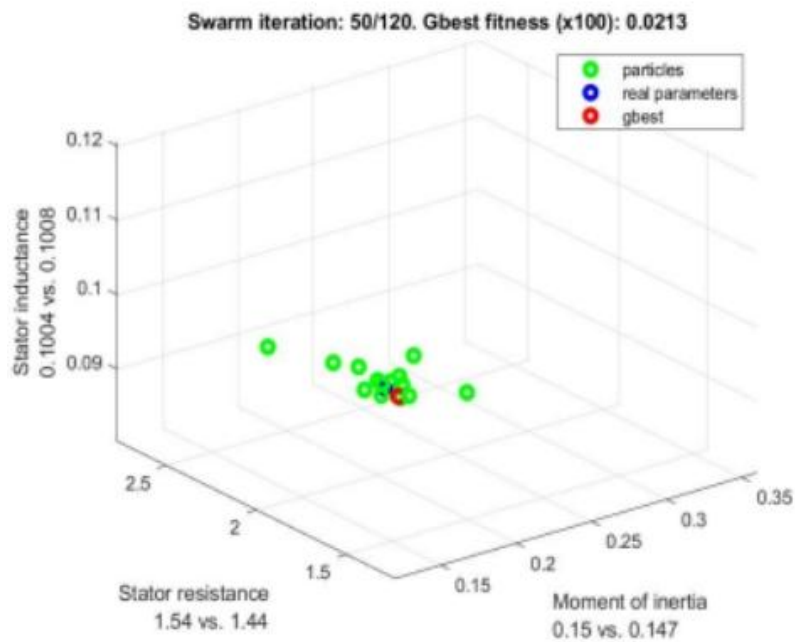


Figure III-9: itération 50/120

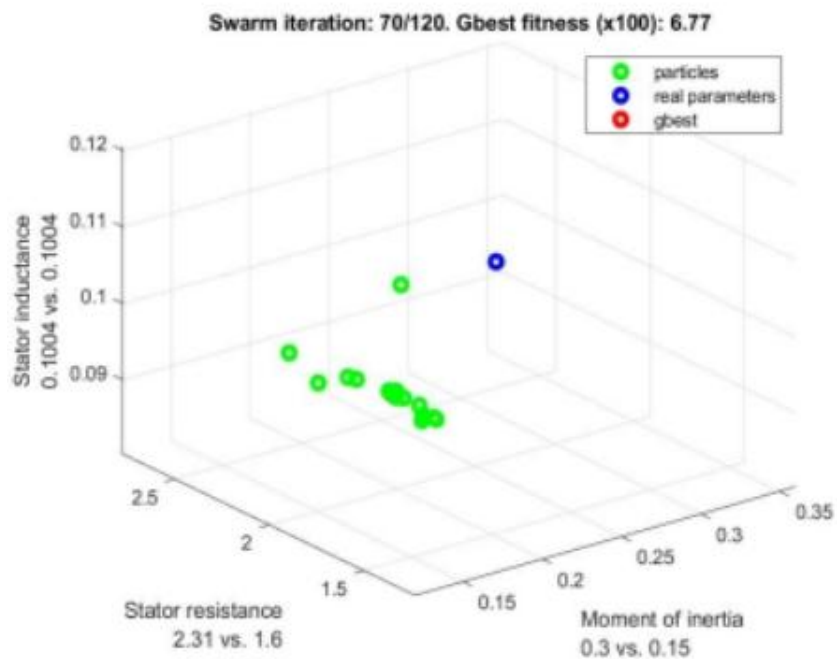


Figure III-10: itération 70/120

CHAPITRE 3

IDENTIFICATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR METHODE PSO

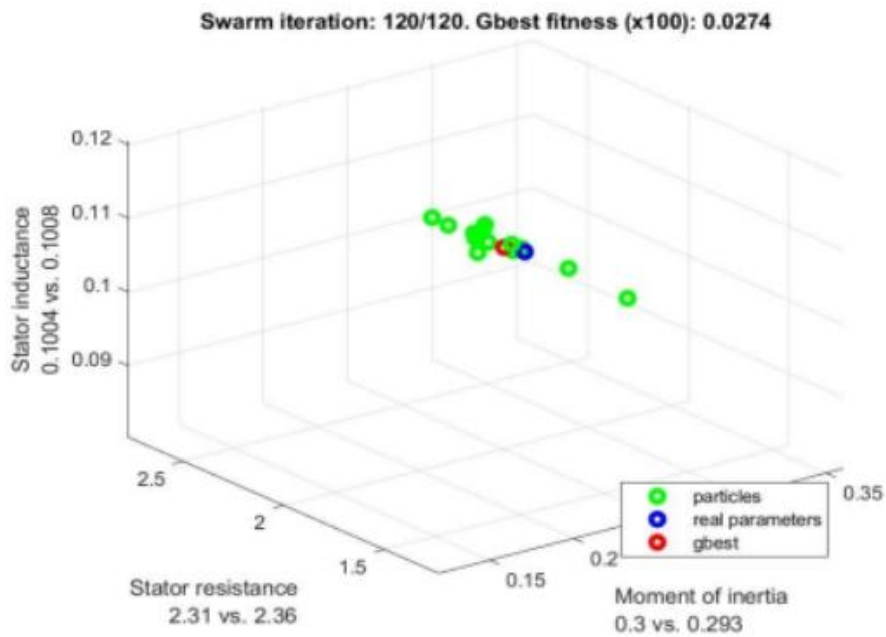


Figure III-11: itération 120/120

Il ya 120 itérations pour obtenir le bon résultat. « 45 Est un bon résultat »

Application n 1:

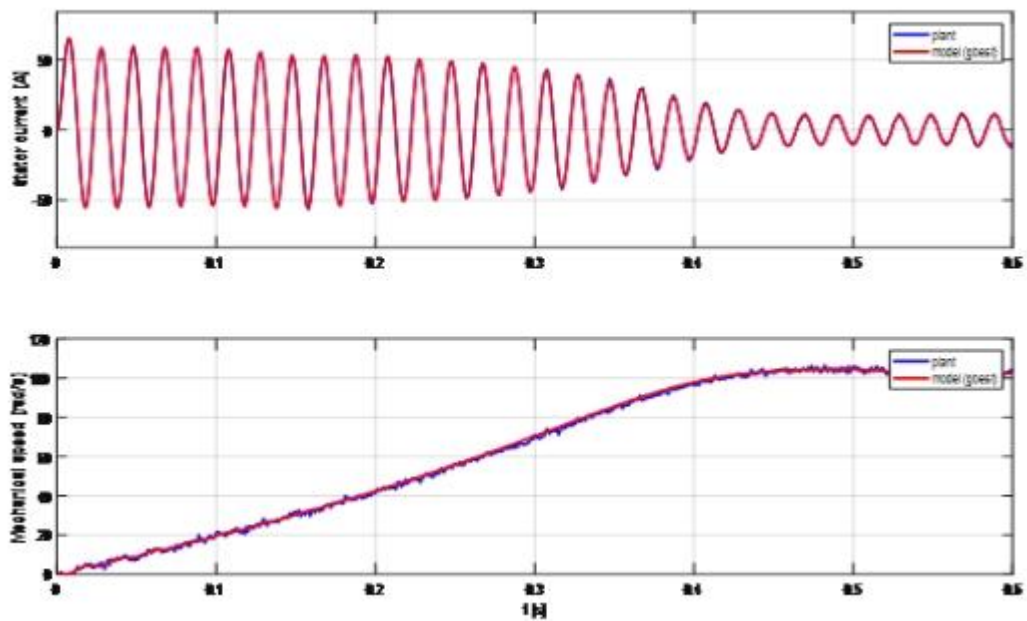


Figure III-12: Les variations du courant(is) et de la vitesse entre le plan et le modèle

CHAPITRE 3

IDENTIFICATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR METHODE PSO

Temps	0	0.3	0.4	0.5
Courant plan	1.4	-29.01	-13.28	-9.17
Courant modèle	0	-29.01	-13.28	-10.34
Erreur	1.4	0	0	1.17
Vitesse plan	-0.1	71.21	96	105.9
Vitesse modèle	0	70.43	97.9	104.6
erreur	0.1	0.78	1.9	1.3

Tableau III-1 – les valeurs du courant et de la vitesse du plan et modèle en fonction du temps

Les figures (figure III 9 et III 10) montrent que malgré la méthode plan qui suit notre modèle il y a un décalage entre eux, ce dernier se traduit par une erreur moyenne de 1.15. Nous pouvons interpréter cette erreur par le nombre d'itérations d'une part et d'autre part il peut être dû aux paramètres d'optimisation.

Application n 2:

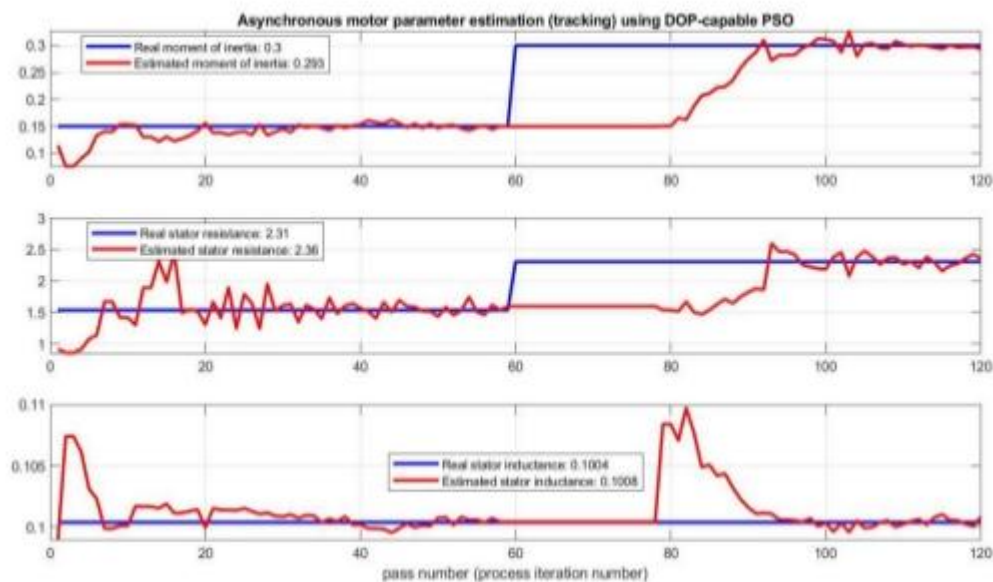


Figure III-13: Les variations de la résistance du stator, l'inductance du stator et le moment d'inertie de la machine en fonction du nombre d'itérations entre les valeurs réelles et les valeurs estimées.

CHAPITRE 3

IDENTIFICATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR METHODE PSO

Itération	0	80	120
Moment d'inertie réel	0.15	0.3	0.3
Moment d inertie estimé	0	0.16	0.29
Erreur	0.15	0.14	0.01
Résistance statorique réelle	2.31	2.31	2.31
Résistance statorique estimée	2.24	1.7	2.25
Erreur	0.07	0.61	0.06
Inductance statorique réelle	0.1	0.107	0.1
Inductance statorique estimée	0.105	0.104	0.1
Erreur	0.005	0.103	0

Tableau III-2 – représente l'erreur trouvée dans chaque itération.

Nous remarquons que lorsque le nombre d'itération augmente les valeurs estimées s'approchent de la valeur réelle.

III-10-CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté les indices de performances, en général, utilisés pour l'optimisation d'une fonction quelconque. Différentes applications sont présentées, avec une implémentation des algorithmes des PSO dans le but d'évaluer et d'ajuster les gains des régulateurs (PI) utilisés. [26]

Durant le processus d'optimisation, les solutions possibles sont évaluées par l'intermédiaire d'une fonction de performance calculée sur la réponse du système global.

Après avoir essayé plusieurs simulations on a conclu qu'il y a un décalage entre le plan et le modèle ce qui a fait l'erreur, cela d'un côté et d'un autre côté le nombre d'itération étaient insuffisants, sans oublier de parler sur le résultat de l'itération qui était proche du cas réel à cause de la faiblesse du pas du plan, comme on a conclu qu'il y a un ajustement des paramètres d'optimisation.

Les simulations réalisées montrent la robustesse et la bonne tenue de l'estimateur utilisé tout en convergeant vers les solutions globales.

CHAPITRE 3

IDENTIFICATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE PAR METHODE PSO

Conclusion générale :

Le premier chapitre de ce mémoire a été consacré à la modélisation vectorielle de la machine asynchrone dans un formalisme d'état selon le repère de Park. Une simulation, du modèle, a été présentée dans le but de valider l'approche proposée.

Au deuxième chapitre, une modélisation de l'onduleur de tension a été introduite avec ses techniques de commande. Les principes de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique ont été résumés.

Le troisième chapitre a été réservé à un exposé sur la théorie de l'optimisation par particule d'essaim « *Particle Swarm Optimization* » (PSO), son apparition, son principe de fonctionnement et ses différentes applications dans les divers domaines de l'industrie. ont appliqué la technique d'identification des paramètres d'une machine asynchrone par **PSO** afin d'estimer ces paramètres (moment d'inertie, la résistance statorique et la résistance rotorique). Les résultats de simulations par Matlab/Simulink sont présentés.

En effet, reste comme perspectives de suggérer après l'identification des paramètres du modèle d'optimiser les coefficients des régulateurs par PSO.

Références Bibliographique :

- [1]: BAGHLI Lotfi: Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques. Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université Henri Poincaré, Nancy I, en génie électrique - 1999
- [2]: KHELDOUN Aissa, Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté. Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université de Boumerdes - 2007
- [3]: Christian Blum & Daniel Merkle : Swarm Intelligence, Introduction and Applications- Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2008.
- [4]: CHATELAIN Jean, Traité d'électricité Tome 1, Presse polytechniques Romandes - 1983
- [5]: Caron J. P., Hautier J.P., Modélisation et commande de la machine asynchrone, Edition Technicpub- 1995.
- [6]: M.S. NAIT SAID & N. NAIT SAID Modélisation vectorielle d'une machine à courant alternatif triphasé & symétrique. Cours destiné aux ingénieurs en électrotechnique des années avancées et en Post-Graduation. Université de Batna - 2004.
- [7]: CHAOUCH Souad, Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse, Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat en science à l'université de Batna – 2005.
- [8]: BAZI Smail, Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension, mémoire ingénieur d'état, Université de Batna -1995.
- [9]: A. ESSADKI, A.OUKASSI, M.MAAROUFI & M.CHERKAOUI, Orientation de flux d'une machine asynchrone à cage alimentée en courant « estimation du flux rotorique », IEEE-2000.
- [10]: TARBOUCHI Mohamed, Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone, régime défluxé. Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.Hd) à l'université de Laval . Québec - 1997
- [11]: HAMADOUCHE Sonia, Contribution à l'amélioration des structures de régulation des courants des machines à courant alternatif, Thèse de magister, Université de Batna – 2007.
- [12]: DAMKHI Sihem, Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG (Signal Flow Graphs) de Holtz, Thèse de magister, Université de Batna – 2007.
- [13]: SORIN Gusia, Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI Application aux actionnements électriques, Université catholique de Louvain , Thèse de doctorat – 2005
- [14] : L. Baghli, “ Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques ”, Thèse de Doctorat, Département de Génie Electrique Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [15] : B. Akin, “ State Estimation Technique for Speed Sensor Less Field Oriented Control of Induction Motors”, Thesis of Master, The Middle East Technical University, Turkey, 2003
- [16] : M. Sc. Mariusz Malinowski, “ Sensorless Control Strategies for Three –

Phase PWM Rectifiers ”, Ph.D. Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial

Electronics, Warsaw University of Technology Warsaw, Poland, 2001.

[17] : Y. Zhenyu, “ Space Vector PWM With TMS320c24x/F24x Using Hard-Ware and Software Determined Switching Patterns ”, Digital Signal Processing Solutions, Texas Instruments, 1999.

[18] :L. Bouras, M. Kadjoudj, N. Golea, “ Contrôle Direct du Couple Basé sur la Modulation Vectorielle avec Régulateurs à Hystérésis appliqué à la Machine à Induction ”, First International Conference on Electrical Systems PCSE’05 May 9-11 2005, O. E. Bouaghi Univ. Algeria.

[19] : Do-Hyun Jang, Member, Dunck-Yong Yoon, “ Space-Vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors ”, IEEE Tran. Ind. applicat, Vol. 39, N° 2, MARCH/APRIL, 2003

[20] : G. Ramond, "Contribution à la Commande Prédictive Généralisée Adaptative Directe et Application", Université Paris XI U.F.R. Scientifique D’Orsay, thèse doctorat Sept 2001.

[21] : Georgiou G. "Commande adaptative de moteur asynchrone" Mémoire de D.E.A., Labo fltoilt des Signaux et Systèmes Gif. sur. Yveue, 1988.

[21]: Daniel Ashlock, Evolutionary Computation for Modeling and Optimization, New York, NY 10013, USA– 2000

[22]: Randy L. Haupt & Sue Ellen Haupt, Practical Genetic Algorithms, second edition, Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, USA.

[23]: D.A. Goldbert. Genetic algorithms in search, optimisation and machine learning. Addison-Wesley, janvier 1999.

[24]: Jean Marc Alliot. Algorithmes génétiques et applications. ENAC 2000.

www.recherche.enac.fr

[25] James Kennedy & Russell C. Eberhart, Swarm intelligence, Morgan Kaufmann Publishers, 2000.

[26] : Maurice Clerc, L’optimisation par essaim particulaire, Tutorial pour PSO 2003-
http://www.particleswarm.net/oep_2003.