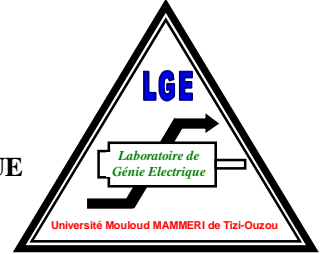


MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMARI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE



MEMOIRE DE MAGISTER

en Electrotechnique
Option: Entraînements Electriques

Présenté par

ABDELLAOUI Hassina

Etude Expérimentale de la Position Rotorique d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents par Variables Electriques

Devant le jury d'examen composé de:

M^r : MOHELLEBI Hassane	professeur à l'UMMTO	Président
M^r : CHAIBI Rachid	professeur à l'UMMTO	Rapporteur
M^r : NEDJAR Mohammed	professeur à l'UMMTO	Examineur
M^r : OULD OUALI Samy Hassani	Maître de Conférences (B) à l'UMMTO	Examineur

Soutenu le :

Remerciements

*J'exprime ma profonde reconnaissance à mon promoteur **R. CHAIBI**, Professeur à Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou pour m'avoir encadré et en particulier pour son soutien, ses conseils et sa patience. Son expérience et sa connaissance ont contribué à ma formation scientifique.*

*Je tiens à remercier très vivement Monsieur **H. MOHELLEBI**, Professeur à l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury. Je voudrais le remercier aussi pour avoir m'orienté à L'E.M.P pour réaliser le prototype de validation expérimentale. Sans votre aide, nous ne pouvons pas les résultats expérimentaux.*

*Que Monsieur **M. NEDJAR**, Professeur à l'université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou soit vivement remercié pour l'intérêt qu'il manifeste à ce travail en acceptant de le juger.*

*Je remercié Monsieur **S. H. OULD OUALI**, Maître de Conférences à l'Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, pour l'intérêt qu'il a porté à mes travaux en acceptant d'évaluer ce mémoire et d'être membre du jury.*

*Je tiens vraiment à remercier très chaleureusement Monsieur **A. DICHE**, Enseignant à l'Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, pour sa sympathie, son aide inestimable et ses conseils judicieux, notamment lors de la rédaction de ce mémoire.*

*Je tiens également à remercier vivement Madame **O. MANSOURI** et monsieur **R. MANSOURI**, pour leurs conseils judicieux et pour les passionnantes discussions que nous avons eues ensemble.*

Le travail expérimental présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire de commande des machines électriques à l'E.M.P, je tiens à remercier tous les enseignants et les étudiants d'électrotechnique pour l'aide, le soutien et l'encouragement qu'ils m'ont offert. Qu'ils trouvent dans ce modeste travail, le témoignage de ma plus profonde gratitude.

*Je suis immensément reconnaissante a **mes parents** qui m'ont soutenu tout au long de ma vie. je leurs dois beaucoup. Qu'ils reçoivent ici ma profonde gratitude pour leurs innombrables sacrifices. Merci*

*Je ne peux pas clore ces remerciements sans une pensée très personnelle à mon époux **Arab**, pour le soutien et les encouragements constant qu'il m'a apporté tout au long de ce travail.*

INTRODUCTION GENERALE	01
Chapitre I. GENERALITES SUR LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS	
I.1. INTRODUCTION	04
I.2. MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS (MSAP)	04
I.2.a. Structure.....	04
I.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES MSAP	05
I.3.a. Avantages.....	05
I.3.b. Inconvénients.....	05
I.4. DOMAINES D'APPLICATION	06
I.5. LES AIMANTS PERMANENTS	06
I.5.a. Caractéristique de désaimantation.....	07
I.5.b. Causes de la désaimantation.....	08
I.6. MATERIAUX DES AIMANTS PERMANENTS	09
I.7. ALIMENTATION DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS	11
1.7. a. Moteur à f.é.m. trapézoïdale	11
I.7.b. Moteur à f.é.m. sinusoïdale.....	11
I.8. COUPLE DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS	12
I.9. DIFFERENTS TYPES DE MACHINES A AIMANTS PERMANENTS	12
I.10. DIFFERENTS TYPES DE ROTOR	15
I.11. PRINCIPE DE L'AUTOPILOTAGE	17
I.12. CAPTEURS DE POSITION	18
I.12.a. Capteur électromagnétique (résolveur).....	18

I. 12.a.1. Description.....	18
I.12.a.2. Fonctionnement.....	19
I.12.a.3. Caractéristiques.....	20
I.12.b. Codeurs de position.....	20
I.12.b.1. Introduction.....	20
I.12.b.2. Capteur optique.....	20
I.12.c. Capteur à effet Hall.....	25
I.12.c.1. Principe de l'effet Hall.....	25
I.12.c.2. Caractéristiques.....	26
I.12.d. Choix d'un capteur.....	26
I.13. CONCLUSION.....	27

Chapitre II. *OBTENTION DES PERFORMANCES STATIQUES ET DYNAMIQUES DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MACHINE*

II.1. INTRODUCTION	28
II.2. MODELISATION DE L'ALIMENTATION DU MOTEUR.....	29
II.2.a. Tensions de réseau.....	29
II.2.b. Modélisation du redresseur à diode.....	29
II.2.c. Modélisation du filtre	30
II. 2.d. Modélisation de l'onduleur de tension à MLI	31
II.2.e. Stratégies de modulation.....	32
II. 5. MODELISATION DU MOTEUR SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS.....	33
II. 5.a. Hypothèses simplificatrices.....	34
II. 5.b. Transformation triphasée-biphasée.....	35

II. 5.c. Schéma synoptique de simulation.....	38
II. 5.d. Résultats de simulation de l'ensemble onduleur-MSAP	39
II. 5.e. Interprétation des résultats	45
II. 6. COMMANDE VECTORIELLE (Field Oriented Control).....	46
II. 6.a. Principe de la commande vectorielle de la MSAP.....	46
II. 6.b. Schéma global de la simulation.....	47
II.6.c. Technique de découplage	48
II.6.d. Découplage par compensation.....	49
II.6.e. Contrôle des courants	50
II.6.f. Contrôle de la vitesse.....	51
II.7. RESULTATS DE SIMULATION (avec application de la charge).....	53
II.8. INTERPRETATION DES RESULTATS.....	56
II.9. CONCLUSION.....	57

Chapitre III. REALISATION EXPERIMENTALE

III.1. INTRODUCTION.....	58
III.2. IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MSAP.....	58
III.2.a. Modélisation de la machine en vu de son identification.....	58
III.2.b. Détermination des paramètres P et Φ_f	60
III.2.c. Mesure de la résistance d'une phase statorique.....	61
III.2.d. Détermination expérimentale des positions des axes direct et en quadrature.....	62
III.2.e. Détermination des inductances L_d et L_q	63
III.2.f. Détermination des paramètres mécaniques J_m et f	66
III.3. PRESENTATION DU BANC EXPERIMENTAL.....	68

III.3.a. Caractéristique de la machine et sa charge.....	69
III.3.b. Unité de commande du groupe frein-moteur.....	70
III.3.c. Maquette de contrôle (MasterControl MC6000).....	71
III.3.d. Oscilloscope numérique (type Tektronix TDS 2014B).....	75
III.3.e. Ampèremètre.....	75
III.4. CONCLUSION.....	83

Chapitre IV. VALIDATION EXPERIMENTALE

IV.1. INTRODUCTION	84
IV .2. INFLUENCE DE L'ACCOUPLLEMENT ELASTIQUE SUR LE SYSTEME A DEUX MASSES.....	84
IV .3. INFLUENCE DU TEMPS MORT	87
IV.4. VALIDATION DES RESULTATS OBTENUS POUR LA COMMANDE EN VITESSE/POSITION DU MOTEUR SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS	90
IV.4.a. Validation de la commande en vitesse.....	90
IV.4.b. Validation de la commande en position.....	92
IV .3. INTERPRETATION DES RESULTATS.....	94
IV .4. CONCLUSION.....	95
CONCLUSION GENERALE.....	96

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

ANNEXES

Introduction

Générale

Jusqu'à un passé récent, les machines à courant continu (M.C.C) ont été majoritairement utilisées dans les entraînements à vitesse variable. Ceci tient au fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, de même que sa modélisation, mais surtout à ses performances statiques et dynamiques exceptionnelles. En effet le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteur et courant d'induit) quasiment indépendantes l'une de l'autre ainsi que de la vitesse et de la position du rotor. Cependant, la fragilité du système balais-collecteur a toujours été l'inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement [1], [2]. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs synchrones à aimants permanents afin d'écartier cet inconvénient.

L'apparition des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) dans le monde des actionneurs électriques a joué un rôle crucial dans l'évolution des systèmes électriques en leurs ouvrants de nouvelles opportunités grâce à leurs fonctionnements dans une ambiance déflagrante [3].

Des recherches approfondies ont permis de mettre au point des matériaux nouveaux, comme par exemple des aimants à base de terre rare. Ces derniers permettent d'obtenir des machines synchrones qui présentent, par rapport aux autres types de machines, à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone beaucoup d'avantages, entre autres, une inertie faible et un couple massique élevé. Elles sont actuellement les mieux classées pour répondre aux exigences des applications, telles que la robotique, les machines outils, la technologie de l'espace (actionneurs d'aviation, de satellites...) et d'une manière générale dans les systèmes embarqués.

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur synchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs de fréquence variable.

Avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande, il est possible, à présent, de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée.

La technique de pilotage théoriquement la plus évoluée pour une machine synchrone à aimants permanents est la commande vectorielle. Elle permet d'obtenir de bonnes performances même en régime transitoire. Classiquement, la commande vectorielle, dite

structure de régulation de type cascade a été largement utilisée. Les principaux avantages de cette configuration font que la régulation cascade est d'un usage industriel très répandu. Pour ce faire deux boucles sont adoptées afin d'obtenir les réponses souhaitées. Dans un premier temps, on réalise la boucle interne qui assure la maîtrise du courant [2]. Ensuite, la synthèse d'une boucle externe permet d'asservir la vitesse et la position. Le réglage du courant peut être réalisé par l'une des trois méthodes suivantes : La commande par hystérésis, la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur et la commande prédictive. Quant à l'asservissement de la vitesse et de la position, des corrections proportionnelle intégrale (PI) et proportionnelle (P) peuvent être réalisées.

L'objectif de ce travail est la commande théorique et expérimentale en vitesse/position de la machine synchrone à aimants permanents avec capteur de position mécanique.

La partie expérimentale a été effectuée au laboratoire de commande des machines électriques à l'Ecole Militaire Polytechnique (EMP) d'Alger.

Ce mémoire résume notre travail de manière synthétique avec un fort apport expérimental permettant de valider une partie théorique qui sera néanmoins présentée. L'ensemble des travaux présentés dans ce mémoire est regroupé en quatre chapitres.

Le premier chapitre est consacré à des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents tout en se basant sur ses différentes structures, ses modes d'alimentation, les caractéristiques des différents aimants permanents constituant le rotor et enfin les capteurs de position et du courant nécessaires pour l'autopilotage de la machine.

Le deuxième chapitre concerne la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Cette modélisation repose sur des paramètres qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et mécaniques moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la MSAP en vue de sa commande est donné dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park. L'association convertisseur machine est aussi donnée et est validée par simulations. Nous présentons également la commande vectorielle par orientation de flux de la MSAP. La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courant continu à excitation séparée.

Dans le troisième chapitre, nous présentons une méthode classique d'identification des paramètres électriques et mécaniques de la MSAP. Ensuite, nous décrivons la maquette expérimentale qui a été mise en place dans l'objectif de valider les résultats théoriques. Dans

un premier temps, la description des différents composants de cette maquette est donnée, ensuite, les résultats pratiques obtenus sont fournis.

Enfin, après avoir donné les résultats expérimentaux de la commande en vitesse/position de la MSAP, le dernier chapitre sera consacré à la validation des résultats théoriques tout en comparant ces derniers avec ceux obtenus expérimentalement. Une interprétation de ces résultats sera faite.

Nous terminons par une conclusion générale et nous proposons quelques perspectives pour la continuation future de ce travail.

Chapitre I

Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents

I.1. INTRODUCTION

Dans l'industrie, le moteur synchrone à aimants permanents essaye de plus en plus de remplacer le moteur à courant continu dans les applications où l'on cherche des performances dynamiques et statiques très élevées avec des puissances importantes [4].

Ce type de moteur s'impose sur le marché en raison de sa simplicité de commande et sa puissance massique élevée, vu que les aimants modernes ont la capacité de produire une forte induction dans l'entrefer sous un faible volume, ce qui est impossible avec un inducteur bobiné [6].

I.2. MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS (MSAP)

De nombreuses tentatives ont été faites par des chercheurs pour réaliser des moteurs synchrones à aimants, mais ce n'est qu'avec l'apparition des matériaux à fort champ coercitif et induction rémanente assez élevée qu'elles ont pu, réellement se concrétiser [5].

I.2.a. Structure

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer.

Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [6].

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre du moteur et entraîne le moteur à vitesse de rotation synchrone.

La figure suivante, présente une machine synchrone à aimants en surface.



Fig. I.1. Structure d'un moteur synchrone à aimants permanents [31]

I.3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES MSAP

I.3.a. Avantages

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone.

Parmi ces avantages, on peut citer [7], [8] :

- Meilleures caractéristiques thermiques, la localisation des pertes joules et des pertes fer au stator simplifie le refroidissement de la machine.
- Puissances massique et volumique importantes.
- Un rendement et facteur de puissance élevé.
- Aucun courant d'excitation (30% de pertes en moins).
- Une capacité à fonctionner à haute, voire très haute vitesse

I.3.b. Inconvénients [9], [10]

- Dans le moteur synchrone à aimants permanents le commutateur mécanique du moteur à courant continu est remplacé par un commutateur électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle de ce moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- Un désavantage du moteur synchrone est la présence de pulsations de couple. Selon la méthode de commutation utilisée, le moteur synchrone est plus ou moins sujet à ce

phénomène. La commutation sinusoïdale d'un contrôleur complexe et de capteur de courant sophistiqué (coûteux). La commutation trapézoïdale, permet d'utiliser un contrôleur et des capteurs de courant plus simples et moins coûteux (exemple : capteur à effet hall), mais implique la présence de fortes pulsations de couple.

- La présence d'aimants permanents majore le prix des moteurs synchrones, notamment dans le cas de l'utilisation d'aimants de type terre rare. Ces aimants présentent de très grandes qualités (champs coercitif, tenue en chaleur, etc.) par rapport aux aimants « ferrites » mais ont un prix aussi beaucoup plus élevé.
- Le contrôle basé sur une commutation électronique augmente la complexité et donc le prix du contrôleur et du variateur. A cela s'ajoute le coût des capteurs supplémentaires nécessaires à la boucle du courant.
- Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale, courant maximum, défluxage impossible dans les machines à courant continu, possible dans les machines synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage.
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants.

I.4. DOMAINES D'APPLICATION

Les moteurs brushless sont largement utilisés dans l'industrie, en particulier dans les servomécanismes des machines outils et en robotique où ils ont remplacé les machines à courant continu.

Ils équipent en particulier les disques durs et les graveurs de DVD des ordinateurs. Ils sont également très utilisés en modélisme pour faire se mouvoir des modèles réduits d'avions, d'hélicoptères (aéromodélisme et voitures). Une forme simplifiée et populaire de ces technologies est utilisée dans les ventilateurs assurant le refroidissement des micro-ordinateurs [11].

Toutefois leur domaine d'utilisation privilégié reste les puissances à quelques dizaines de kilowatts où l'aimant permanent permet d'obtenir à taille égale, une induction dans l'entrefer plus élevée que les machines à rotor bobiné [12].

I.5. LES AIMANTS PERMANENTS

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite, de poudre de fer-cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif le plus grand possible [8].

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents appelés Alnico (alliage à base d'Aluminium-Nickel-Cobalt). Ces derniers demeurent le matériau magnétique le plus utilisé durant plusieurs décennies. Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'héxaferrite ($AFe_{12}O_{19}$ où $A=Ba, Sr, Pb, \dots$).

I.5.a. Caractéristique de désaimantation

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leur cycle d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan (fig. I.2).

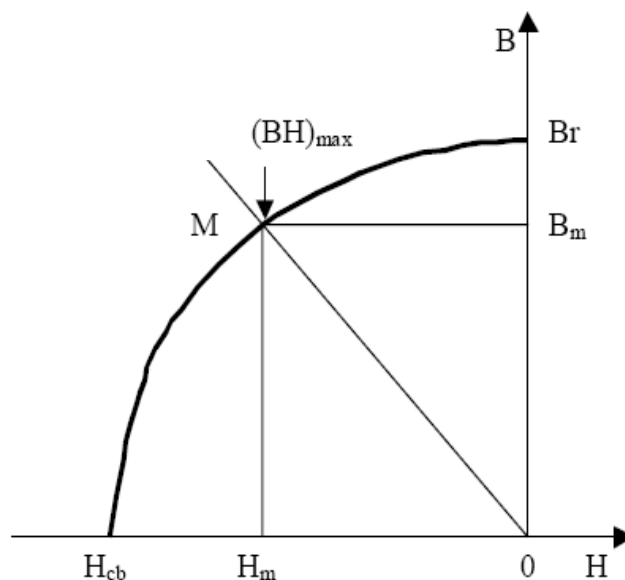


Fig. I.2. Illustration d'une courbe B-H des aimants [13]

Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente **Br**
- Le champ coercitif **H_{cb}**, qui est le champ démagnétisant annulant l'induction ; plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- Une grandeur également importante est le produit **(BH)_{max}**, ce produit est couramment appelé « Energie spécifique de l'aimant ». Cette énergie caractérise la qualité du matériau, car l'énergie spécifique est inversement proportionnelle au volume de l'aimant. Donc pour un entrefer donné, le volume d'aimant est d'autant plus faible que l'énergie spécifique est élevée.

Les matériaux magnétiques peuvent être de deux formes, isotropiques ou anisotropiques. Les matériaux isotropiques présentent les mêmes caractéristiques dans toutes les directions,

contrairement aux matériaux anisotropiques qui ont une direction privilégiée suivant laquelle ils ont de meilleures performances magnétiques.

La présence d'un entrefer dans le circuit magnétique contribue à réduire la valeur de l'induction dans l'aimant par rapport à son induction rémanente, d'où l'appellation « charge ». Si l'entrefer varie (effets d'encoches ou réluctance variable avec aimants), la pente de la droite de charge fluctue et fait varier le point de fonctionnement, ce qui peut avoir, entre autres effets, de créer des pertes magnétiques dans l'aimant [15].

I.5.b. Causes de la désaimantation

Le champ magnétique, vu à travers l'aimant peut être variable, soit par la modification de la géométrie du circuit magnétique, soit par l'application d'un champ magnétique extérieur variable. Les différentes causes de désaimantation sont les suivantes :

a- Variations de la température

A des températures de fonctionnement qu'on appelle critiques, les grandeurs essentielles de l'aimant, (B_r et H_{cb}) subissent des variations dont les effets se matérialisent par des pertes de flux dans l'entrefer de la machine. On distingue généralement deux sortes de diminutions [5], [29]:

- **Diminutions réversibles d'induction :** elles sont annulées par le retour de l'aimant à la température initiale. Elles s'expriment par le coefficient de la température de la rémanence.
- **Diminutions irréversibles d'induction :** elles sont dues à la dépendance en température du champ coercitif. En effet, à des températures élevées le champ coercitif diminue et l'aimantation de certaines zones ne peut être ramenée à l'état initial. Ces pertes ne sont pas annulées après retour à la température initiale. Elles ne pourront l'être que par une réaimantation.

I.6. MATERIAUX DES AIMANTS PERMANENTS

Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique ayant la propriété de posséder une aimantation pratiquement constante en l'absence d'un champ démagnétisant relativement important. Cette aimantation provient des dipôles magnétiques, contenus dans ce matériau constitués d'ensembles de moments orbitaux et de spin d'électrons [16].

Les matériaux pour aimants permanents les plus utilisés dans les machines électriques sont classés en trois catégories [6], [13] :

- a. **Les ferrites** : ce sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais ils se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leurs faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût.

Pour atteindre des couples massiques plus élevés, les structures de machines plus complexes à concentration de flux pourraient être envisagées.

- b- **Les Alnicos** : les aimants d'Alnico sont composés d'Aluminium, de Nickel et de Cobalt. Ils se caractérisent par un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible ce qui rend difficile leur utilisation dans les machines électriques. Toutefois, ils présentent une haute stabilité sous des températures extrêmes. Ils maintiennent leurs caractéristiques magnétiques entre 250°C et 450°C.

Ce genre d'aimants est utilisé principalement pour les appareils de mesure et systèmes de détection à travers des champs magnétiques.

- c. **Les terres rares** : Ce sont des matériaux très abondants dans la nature. Ils sont les meilleurs matériaux pour aimants performants. Etant caractérisés par un champ coercitif supérieur à celui des ferrites et une densité d'énergie très importante, ils sont recommandés pour les structure de machines électriques de puissances moyennes de très hautes performances. Les samarium-cobalt autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais ils sont très couteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.

Les Nd-Fe-B ont des performances supérieures aux SmCo et sont beaucoup moins couteux, mais leur tenue en température est moins bonne (jusqu'à 160°C) [13].

Matériaux	Br en Tesla	Hc en kA/m	T° de Curie en °C	Remarque diverses
Ferrites	0.2 à 0.4	200	300	Les moins chers
Alnico	1.2	50	750 à 850	Se démagnétisent trop facilement
Samarium cobalt	0.5	800	700 à 800	Prix élevé à cause du cobalt
Néodyme fer bore	1.3	1500	310	Prix en baisse (brevets), sujet à l'oxydation

Tab. I.1. Tableau récapitulatif des caractéristiques des aimants [16].

La figure (I.3) présente la caractéristique B(H) de certains types d'aimants.

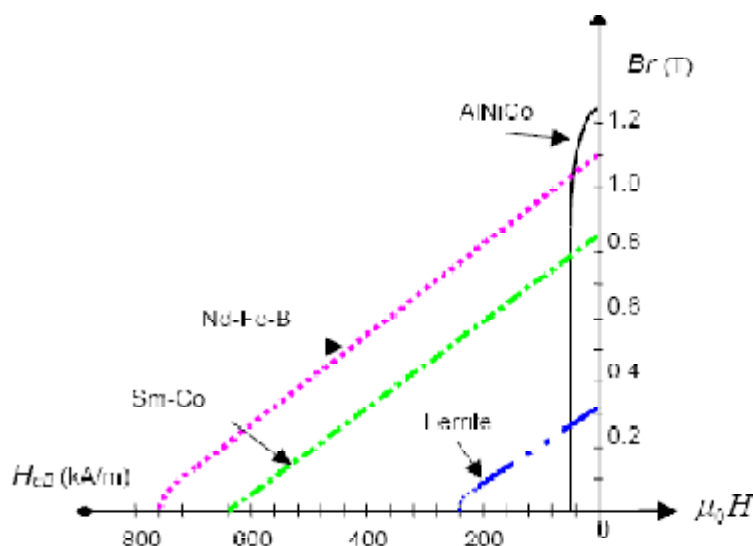


Fig. I.3. Caractéristique des aimants

En fonction de l'application, on choisit la nature des aimants utilisés dans les machines électriques : pour des applications à haute température, les aimants Samarium Cobalt sont utilisés. Dans les machines à puissances élevées, compte tenu du volume d'aimants utilisé et le coût associé, on préfère employer les aimants (Nd-Fe-B) [13].

Au-delà des avantages des aimants permanents, nous avons estimé important de signaler quelques difficultés et inconvénients propres à leur manipulation [16].

- Le placement des aimants sur le rotor est sujet à des difficultés dues aux forces d'attraction-répulsion de ces derniers entre-eux et avec le noyau ferromagnétique (rotor).

- Les matériaux composés de terre rare sont inflammables et l'extinction ne doit pas se faire, s'ils prennent feu, avec de l'eau.
- Une cassure des aimants entraîne un rejet brutal et violent des parties brisées pouvant blesser l'opérateur et entraîner quelques dégâts pour le matériel.
- Un simple mouvement manuel du rotor suffit à engendrer une f.é.m aux bornes des plaques du stator, laquelle pourrait être néfaste pour l'opérateur.

I.7. ALIMENTATION DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

Ces machines sont regroupées en deux grandes familles : les machines dont la force électromotrice (f.é.m.) est sinusoïdale et les machines dont la f.é.m. est trapézoïdale [17].

1.7.a. Moteur à f.é.m. trapézoïdale

Pour les machines dites à f.é.m. trapézoïdale, la forme du courant la plus appropriée (celle qui minimise les ondulations sur son couple) est de type à 120°. Les actionneurs correspondant sont communément appelés actionneurs à courant continu sans balais (BDCM : Brushless Direct Current Motors).

La commande des (BDCM) est simple, car leur autopilotage consiste à alimenter à tout instant deux phases et cette commande nécessite uniquement une seule boucle de courant et un capteur de position de faible résolution. Mais à cause de l'effet de la commutation, le couple produit n'est pas constant. Des techniques de minimisation des ondulations de couple sont généralement nécessaires. Les BDCM sont utilisés pour les applications à basses performances (peu sensible au couple) comme les pompes et les ventilateurs.

1.7.b. Moteur à f.é.m. sinusoïdale

Pour obtenir un couple constant, les courants d'alimentation doivent être également sinusoïdaux, les actionneurs correspondant c'est-à-dire les ensembles moteur-alimentation-autopilotage sont communément appelés actionneurs synchrones (PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motors).

Le pilotage du moteur en courants sinusoïdaux permet de supprimer les commutations brutales (source de bruit) et d'obtenir une meilleure régularité du couple moteur.

Le capteur de position du rotor doit avoir une grande résolution. On utilise un résolveur ou un codeur incrémental.

Les PMSM sont utilisés pour les applications à grandes performances qui demandent une grande qualité de couple. Mais rien n'empêche, en pratique, d'alimenter une machine à f.é.m. trapézoïdales en courant sinusoïdaux et vice-versa. L'intérêt des associations précédentes est généralement d'offrir les qualités attendues pour l'application (faible coût avec les premières, grande qualité de couple avec les secondes).

I.8. COUPLE DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

En général, le couple total développé par les machines à aimants permanents est composé de trois types de couple.

- a. **Couple de détente** : Lorsque les aimants tournent avec le rotor et passent devant les dents du stator, ils rencontrent une réluctance variable. Cette variation de la réluctance entraîne un couple de valeur moyenne nulle que l'on appelle couple de détente. Pour tenter de l'annuler, les encoches peuvent être inclinées d'un pas d'encoche, mais cela rend plus difficile l'opération de bobinage. Il est préférable d'incliner les aimants (ou l'aimantation des pôles) plutôt que les encoches.
- b. **Couple réluctance** : Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statoriques en fonction de la position du rotor.

Il faut noter que dans le cas d'aimants montés en surface, le flux d'induit rencontre la même réluctance quelle que soit la position du rotor. Il n'y a pas donc pour ces moteurs de couple de réluctance à prendre en compte.

- c- **Couple mutuel** : Il est dû à l'interaction des deux champs statorique et rotorique.

I.9. DIFFERENTS TYPES DE MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible.

Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable [14].

Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

a. Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. La figure (I.4) montre un exemple de moteur à rotor intérieur.

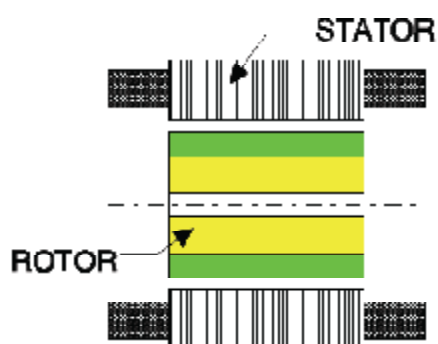


Fig. I.4. Moteur à rotor intérieur [14]

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

b- Moteur à rotor extérieur

La figure (I.5) présente la section d'un moteur à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section.



Fig. I.5. Moteur à rotor extérieur

Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication.

Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

b. Moteurs à entrefer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer. La figure (I.6) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

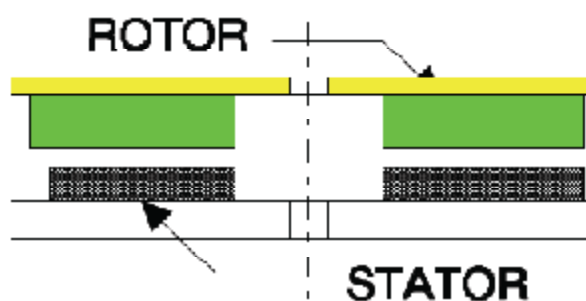


Fig. I.6. Moteur à entrefer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault.

Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réactif à faible vitesse.

I.10. DIFFERENTS TYPES DE ROTOR

Selon leur inducteurs, on distingue principalement deux types de machines synchrones à aimants permanents, celles à pôles lisses et celles dites à pôles saillants.

Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configuration est envisageable, et ce en agissant sur le sens de l'aimantation, les formes géométriques des aimants et leur disposition au niveau de l'entrefer.

a. Structure sans pièces polaires « Spp »

Dans cette structure, les aimants sont généralement disposés sur la périphérie du rotor. Celui-ci est un matériau ferromagnétique pour assurer la canalisation du flux. Le champ inducteur au niveau de l'entrefer n'est dû alors qu'au seul aimant voisin.

L'entrefer magnétique peut être considéré comme quasi-constant en fonction de la position du rotor et les inductances propres et mutuelles sont indépendantes de la position du rotor. La machine est à structure magnétique du type pôles lisses [18], [21].

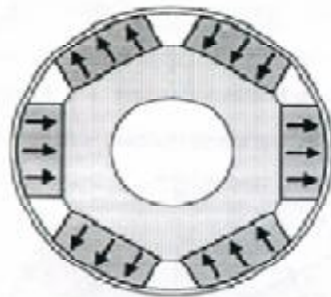


Fig. I.7. Aimants plans convexes

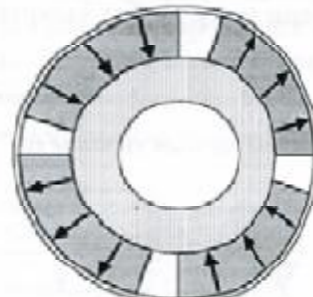


Fig. I.8. Aimants périphériques en surface

La simplicité de réalisation de ces structures les rend particulièrement avantageuses pour des actionneurs performants à faible coût.

La machine adoptant ce type de structure présente [22]:

- Une réaction d'induit réduite
- L'effet de saillance peut-être négligé par le fait que la perméabilité des aimants avoisine celle de l'air μ_0 .
- L'inductance de l'induit est indépendante de la position.

b- Structure avec pièces polaires « App » (dite aussi à aimantation tangentielle)

La saillance permet d'augmenter le couple maximal et d'améliorer les performances de la machine tout en réduisant le volume des aimants.

L'inductance de l'enroulement statorique est variable avec la position du rotor. La valeur de l'inductance suivant l'axe polaire est inférieure à celle suivant l'axe interpolaire ($L_q/L_d > 0$), à cause de la réluctance qui est plus importante suivant l'axe longitudinal.

On peut distinguer deux types de machines avec pièces polaires [19], [20].

b. 1. Structure avec pièces polaires et concentration de flux

Les rotors à concentration de flux utilisent l'aimantation tangentielle d'aimants, généralement parallélépipédiques disposés entre les pièces polaires contre un arbre amagnétique. Ces derniers réalisent une concentration de flux à condition que le nombre de pôles soit suffisamment élevé, ce qui permet d'augmenter le module du champ de l'entrefer de façon significative.

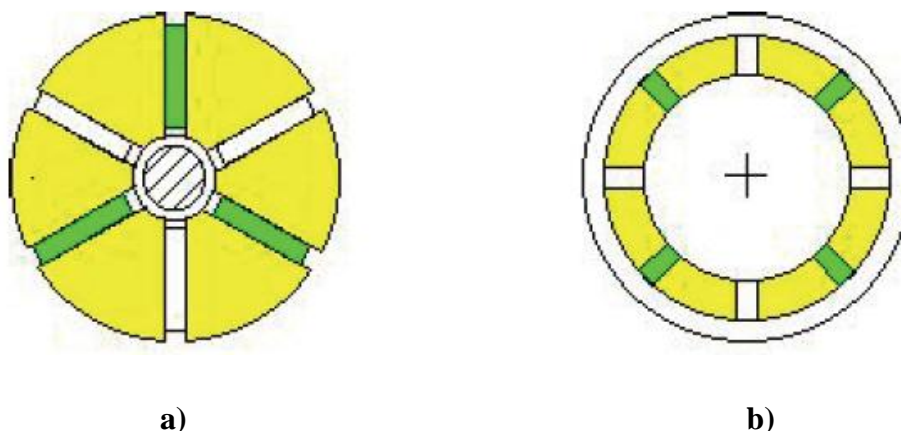


Fig. I. 9. Rotors à concentration de flux

Les figures (I.9.a) et figures (I.9.b) présentent deux rotors à concentration de flux. Les aimants sont rectangulaires et à aimantation parallèle. Le flux créé par ces aimants est canalisé par les pièces polaires qui dirigent le champ utile, ce qui permet d'avoir une machine de dimensions réduites. Cette configuration est utilisée sur les machines de forte puissance à forme d'onde sinusoïdale, qui nécessite une puissance volumique élevée.

De plus, l'insertion des pièces polaires confère à ce type de structure une saillance magnétique du rotor, ce qui engendre un couple de réluctance non négligeable et exploitable pour

augmenter le couple massique. En outre, on peut agir sur la forme de l'induction dans l'entrefer en jouant sur le profil des pièces polaires.

c. 2. Structure avec pièces polaires sans concentration de flux

Les aimants généralement à aimantation radiale sont placés sous des pièces polaires afin de diminuer l'entrefer magnétique en vue d'améliorer les performances de la machine. Ces aimants peuvent être de forme parallélépipédique à aimantation parallèle ou en forme de tuile aimantée radialement.

I.11. PRINCIPE DE L'AUTOPILOTAGE

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher. D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant), il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire [23].

Une première manière de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas, il est indispensable de contrôler non seulement en amplitude mais aussi en fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation. La machine synchrone excitée de manière indépendante entraîne un capteur de position qui permet :

- La détection de la position relative rotor/stator, c'est-à-dire, la position du champ inducteur par rapport au champ induit.
- La délivrance de signaux à une fréquence synchronisée avec la fréquence de rotation de la machine. Ces signaux sont mis en forme, amplifiés et isolés par l'intermédiaire de transformateur d'impulsions et envoyés sur les gâchettes de la machine synchrone. On dit que la machine est « autopilotée ». L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesses, et d'établir une commande par microprocesseur simple pour concurrencer les moteurs à courant continu.

I.12. CAPTEURS DE POSITION

Quel que soit le type de machine et d'alimentation associée, le principe d'autopilotage nécessite la synchronisation des grandeurs électriques d'alimentation avec la vitesse de rotation. Les technologies utilisables passent par la mesure de la position du rotor qui peut être optique ou électromagnétique. Les codages envisageables peuvent être de type relatif ou absolu, mais l'alimentation de la MSAP requiert la connaissance de la position absolue [25].

I.12.a. Capteur électromagnétique (résolveur)

I. 12.a.1. Description

Le résolveur est un capteur de position qui permet de déterminer la position angulaire d'un arbre en rotation. Il est utilisé dans les applications d'autopilotage des machines synchrones. Ce dernier doit être associé à un module digitaliseur pour réaliser une commande numérique [26].

I.12.a.2. Fonctionnement

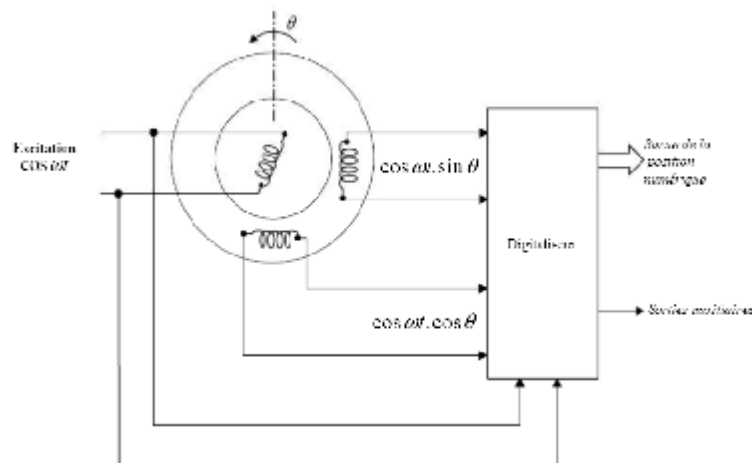


Fig. I.10. Principe du résolveur associé à un module digitaliseur [25]

Le résolveur comporte deux circuits magnétiques, l'un sur le stator, l'autre sur le rotor, équipé de bobinages. Le stator est formé de deux enroulements en quadrature et le rotor quant à lui n'a qu'un seul enroulement qui est alimenté par une tension alternative par l'intermédiaire d'un transformateur tournant.

Les tensions délivrées par les enroulements statoriques sont des tensions alternatives dont l'amplitude est modulée en fonction de la position du rotor de la forme $(\cos \omega t \sin \omega t)$

et $(\cos \omega t. \cos \omega t)$. Ces tensions contiennent implicitement l'information de la position du rotor notée ωt [25].

Pour obtenir une information de position numérique, il faut associer au résolveur un système digitaliseur, avec un traitement électronique du signal. L'ensemble doit fournir un codage de la position sur « n » bits. Le rôle du module digitaliseur associé au résolveur est de traiter ces signaux (tension d'alimentation du rotor et tensions délivrées par le stator) de façon à extraire l'information de position sous la forme d'un mot de « n » bits.

Le principe de cette conversion est :

- Générer sous forme numérique un angle φ .
 - Comparer cet angle φ à la valeur de θ délivrée sous forme analogique implicite par le résolveur.
 - Ajuster en permanence l'angle φ de façon à annuler la différence $t - \varphi$.
- Lorsque cette différence est nulle, l'angle φ exprimé sous forme numérique, représente effectivement la position du rotor.

I.12.a.3. Caractéristiques

- Par rapport aux capteurs optiques, le résolveur associé au digitaliseur se présente comme une solution intéressante, notamment au niveau de la robustesse et de la tenue en température.
- L'intérêt du capteur résolveur réside dans sa robustesse et sa grande fiabilité, du fait qu'il n'y a pas de contacts glissants.
- Il présente une grande précision
- Ce type de capteur est bien adapté aux commandes purement analogiques.

I.12.b. Codeurs de position

I.12.b.1. Introduction

Les informations acquises par les capteurs et délivrées sous forme analogiques, doivent très fréquemment être traitées par des calculateurs digitaux qui assurent l'exploitation rapide et précise, ceci est rendu possible par l'utilisation de convertisseurs analogiques/numériques qui en recevant le signal du capteur, délivrent au calculateur l'information numérisée.

Dans le cas des déplacements, il est cependant possible de concevoir des capteurs qui assurent de façon immédiate la traduction d'une position linéaire ou angulaire en un mot binaire qui la définit. Cependant comme dans tout dispositif de conversion numérique d'une grandeur, celle-ci se trouve quantifiée : un nombre limité de positions peut être distingués et la résolution est donc toujours finie [27], [28].

I.12.b.2. Capteur optiques

Les éléments de choix de ce type de codeur de position interviennent d'une part au niveau de la nature de la détection (photoélectrique par exemple) et du niveau de la qualité de la détection (précision, nombre de points par tour, rapidité). D'un point de vue économique, il apparaît a priori judicieux d'utiliser un type de capteur plus rudimentaire qu'un capteur électromagnétique [25].



Fig. I.11. Codeur incrémental et son dispositif de lecture [26].



Fig. I.12. Codeur absolu [25]

Le codeur optique est lié mécaniquement à l'arbre qui l'entraîne, son axe fait tourner le disque qui comporte une succession de zones opaques et transparentes. La lumière émise par des diodes électroluminescentes arrive sur des photodiodes chaque fois qu'elle traverse les zones transparentes du disque en rotation. Les photodiodes génèrent alors un signal électrique qui est amplifié et converti en signal carré avant d'être transmis vers l'unité de traitement électronique.

Deux types de codeur dès lors peuvent être envisagés : les codeurs incrémentaux et absolus [30].

a. Codeur incrémental

Les codeurs incrémentaux (fig.I.13), sont destinés à des applications de positionnement et de contrôle du dépassement d'un mobile par le comptage des impulsions qu'il délivre.

a-1. Fonctionnement

Le codeur optique incrémental (figure I.13) est un disque divisé en secteurs opaques et transparents. Un émetteur lumineux est placé d'un côté, et un récepteur photosensible de l'autre. Lors de la rotation du disque, un signal digital, dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse, est émis. La plupart des codeurs fournissent deux signaux déphasés d'un quart de période afin de connaître le sens de rotation. Une encoche unique, située sur le côté droit (figure I.13), fournit un signal permettant de déterminer la position absolue du moteur une fois par tour. Le nombre d'encoches sur un tour varie habituellement entre 100 et 6000, même s'il peut monter bien au-delà.

L'avantage de ce type de composant est son coût réduit, spécialement pour des systèmes à nombre d'encoches peu élevé, mais il faut considérer comme acceptable le fait de ne pas connaître la position absolue du moteur avant un tour complet.

a-2. Caractéristiques des codeurs incrémentaux

- Le codeur incrémental est moins performant et moins onéreux, mais il est toutefois utilisé dans bon nombre d'applications : notamment lorsque on cherche des performances standards.
- Il est sensible aux coupures du réseau, ce qui entraîne la perte de l'information et cela jusqu'à l'apparition d'un nouveau top zéro.
- La fréquence des signaux générés étant généralement élevée, il faudra donc vérifier que le système de traitement est assez rapide pour prendre en compte tous les incréments (impulsions) délivrés par le codeur : car le non comptage d'une impulsion induit une erreur de position qui ne peut être corrigée que par la lecture du top zéro.
- Le codeur incrémental semble être le plus simple car il utilise seulement un détecteur et un codage simple. Cependant, dans l'application envisagée, il faut lui adjoindre un système de remise à zéro pour obtenir la position effective du rotor.

b- Codeurs absolus

Les disques (figure I.14) sont divisés en « n » surfaces égales (n secteurs) à l'intérieur desquels se trouve matérialisé le mot binaire associé à la position à traduire selon un code et une technologie déterminés.

Les « n » bits constituant chacun des mots sont matérialisés sur « n » pistes concentriques, (le nombre « n » fixe la résolution du disque).

b .1. Fonctionnement du codeur

Contrairement au codeur incrémental, le disque du codeur absolu possède un grand nombre de pistes, chaque piste est munie d'une diode émettrice d'un faisceau lumineux et d'une diode photosensible. Plus il y a de pistes, plus la lecture angulaire est précise.

Une lecture optique permet de déchiffrer les bits. Ces derniers sont dans chaque secteur, qui correspond lui-même à une position du mobile. Le nombre de pistes ou de bits fixe le nombre de positions : 1 piste=2 positions, 2 pistes=4 positions,n pistes= 2^n positions.

b.2. Codage et signaux en sortie du codeur absolu

- Le code binaire pur

Le code binaire naturel présente l'intérêt d'être directement utilisable par un dispositif de traitement comme un calculateur. Il exige en outre un nombre minimum de bits pour la représentation d'un nombre donné. Cependant, il a le grand inconvénient de conduire au changement simultané de plusieurs bits pour certaines variations d'une seule unité. Ainsi le passage de la position 7 (0111) à la position 8 (1000) produit 4 changements simultanés. Si les dispositifs de lecture ne sont pas parfaitement alignés les changements de bits ne sont pas lus simultanément et il y a risque d'erreur pendant la transition [28].

Ce risque d'erreur peut être évité de plusieurs manières :

- En utilisant un code dont un seul bit change lors du passage d'une position codée à la suivante (code à distance unité), comme le code Gray ou le code BCD réfléchi.
- En conservant le code binaire naturel ou BCD mais en employant le signal fourni par une piste supplémentaire pour n'autoriser la lecture que dans des positions non ambiguës.
- En utilisant un système à double lecture par des capteurs décalés.

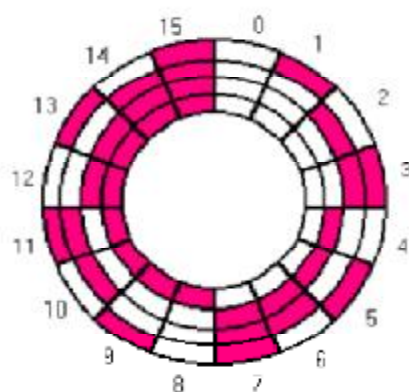


Figure. I.13. Exemple du codage sur 4 bits (code binaire) [26]

- Le code Gray

Ce code dont un seul bit change d'état lors d'un déplacement élémentaire ne possède pas d'ambiguïtés de lecture. Pour effectuer des opérations (arithmétiques) par une unité de traitement un transcodage Gray-binaire est souvent nécessaire.

b.3. Caractéristiques

- Les codeurs absolus sont d'une grande précision, d'un coût élevé, mais ils ont l'avantage de fournir la position sans perte d'information ni perte de pas.
- Ils sont bien adaptés lorsqu'on recherche des performances élevées, lors de la réalisation d'asservissement de position ou d'autopilotage de moteur synchrone.
- Un codage optique absolu, est beaucoup plus performant car les inconvénients décrits auparavant (codeur incrémental) n'existent pas.

Si la réalisation d'un codeur optique ne pose pas de difficultés particulières, son utilisation présente toutefois des inconvénients dus par exemple :

- A sa fragilité et à son encombrement pour une résolution supérieur à 1000 points/tour.
- A la qualité insuffisante de lumière transmise au détecteur lorsque la vitesse croît.

Le tableau suivant, présente une comparaison entre deux codeurs de 512 points :

Type du codeur	Incrémental	Absolu
Nombre de pistes	3 (A, B, Z)	9 (A, B, C, D, E, F, G, H, I)
Nombre de capteurs	3	9
Nombre de points par tour	512	512
Information par tour	Immédiate par Z	Possible par décodage de pistes (A, B, C,...)
Information sens	Facile à élaborer à partir des signaux A et B	Possible
Information vitesse	Comptage sur A ou B	Comptage sur A

Tableau I.2. Comparaison de deux codeurs de 512 points

Pour calculer le nombre de points d'un codeur en mouvement circulaire, on utilise la formule suivante [28]:

$$N = 360. (1/P). \left(f_m / f_c \right) \quad (\text{I.1})$$

Avec :

P : Précision souhaitée en degrés ;

f_m : Fréquence de rotation du mobile ;

f_c : Fréquence de rotation du codeur ;

N : Nombre de points du codeur ;

I.12.c. Capteur à effet Hall

I.12.c.1. Principe de l'effet Hall

Lorsqu'un matériau semi-conducteur est parcouru par un courant I_{ch} et soumis normalement aux grandes faces à un champ d'induction magnétique B , on constate, entre les deux faces parallèles à la direction du courant, l'existence d'une tension appelée tension de Hall (V_h).

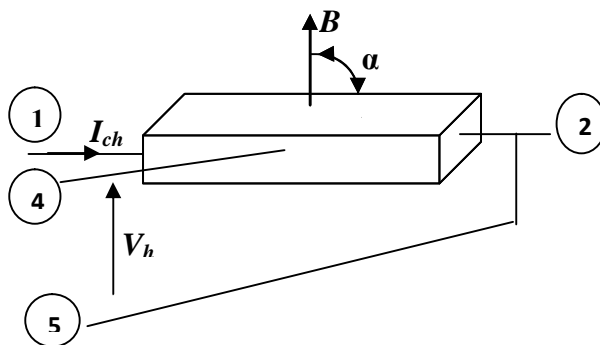


Fig. I.4. Schéma de principe de la sonde à effet Hall

L'amplitude de cette tension dépend à la fois du courant, du champ B , d'une constante dépendant des caractéristiques du semi-conducteur et de l'angle entre le champ B et la normale de la surface. Un capteur à effet Hall est basé sur ce fonctionnement [26].

$$V_h = B. I_{ch}. \sin\alpha \quad (\text{I.2})$$

Pour sa mise en œuvre, soit la sonde de hall est fixée sur un aimant et on détecte la présence d'une pièce mécanique, ou alors on détecte directement la présence de l'aimant.

L'intégration de ces sondes dans des circuits intégrés a permis en outre :

- De faciliter la mise en œuvre par les capteurs à 3 fils.
- De disposer des sorties amplifiées
- Ou de disposer des sorties logiques

Les capteurs à effet hall sont beaucoup utilisés en raison de leur mise en œuvre aisée, de leur petite dimension et de leur précision.

I.12.c.2. Caractéristiques

- Tension d'alimentation
- Courant de sortie
- Polarité de l'aimant (s'il est associé à un aimant)

I.12.d. Choix d'un capteur

Les capteurs décrits précédemment, présentent deux parties distinctes. Une première partie qui a pour rôle de détecter un événement et une deuxième partie qui a pour rôle de traduire cet événement en un signal exploitable par la partie commande d'un système. Pour faire un choix correct d'un capteur, il faut définir tout d'abord :

- Le type d'événement à détecter
- La nature de l'événement
- La grandeur de cet événement

En fonction de ces paramètres, on pourra effectuer un ou plusieurs choix pour un seul type de détection. Par conséquent, d'autres éléments peuvent permettre de cibler précisément le capteur à utiliser tel que :

- Ses performances
- Sa fiabilité
- Son prix
- La nature du signal délivré par le capteur

I.13. CONCLUSION

Dans ce chapitre on a présenté des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents en se basant sur ces différentes structures, ces modes d'alimentation, les caractéristiques des différents aimants permanents constituant le rotor et enfin les capteurs de position et du courant nécessaires à l'autopilotage de la machine.

Le chapitre suivant a pour objectif l'étude d'une stratégie de pilotage théorique de la machine synchrone à aimants permanents qui est la commande vectorielle en boucle fermée.

Chapitre II

Obtention des performances statiques et dynamiques de l'ensemble convertisseur-machine

II.1. INTRODUCTION

L'augmentation toujours croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable, est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif. Ceci est réalisé grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul [3].

L'intérêt de la commande des machines électriques est motivé par le fait que ces dernières constituent l'actionneur peu coûteux et peu encombrant pour la plupart des entraînements industriels. Dans l'industrie, il semblerait que le marché des variateurs de vitesse connaisse un essor nouveau et que le souhait des concepteurs soit axé vers l'obtention de meilleures performances de l'ensemble convertisseur-machine [36], [40]. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre aux variateurs synchrones à aimants permanents d'atteindre ces performances.

Cependant, le contrôle vectoriel réalise un découplage entre les variables de commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) et rend donc possible l'obtention d'un modèle dynamique linéaire similaire à celui d'un moteur à courant continu [32], [37]. La figure (II.1) représente l'ensemble commande onduleur-machine.

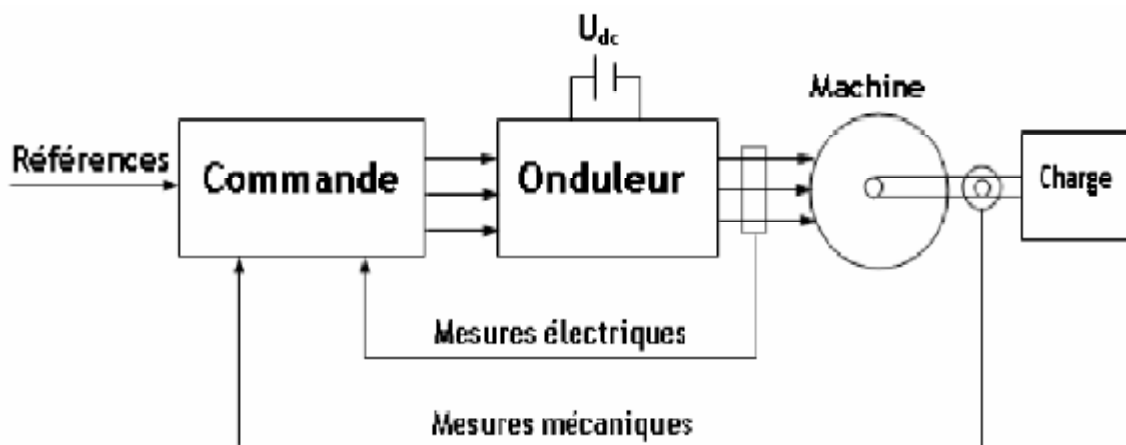


Fig. II.1. Association commande onduleur-machine

II.2 : MODELISATION DE L'ALIMENTATION DU MOTEUR

Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, la MSAP doit être lancée à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour palier à ces difficultés, elle doit être munie d'une alimentation à fréquence variable.

Dans notre cas, le système à modéliser est constitué d'un moteur synchrone à aimants permanents à pôles lisses qui est alimenté à fréquence variable par un convertisseur statique comportant un redresseur alimenté par le réseau, un filtre (LC) et un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

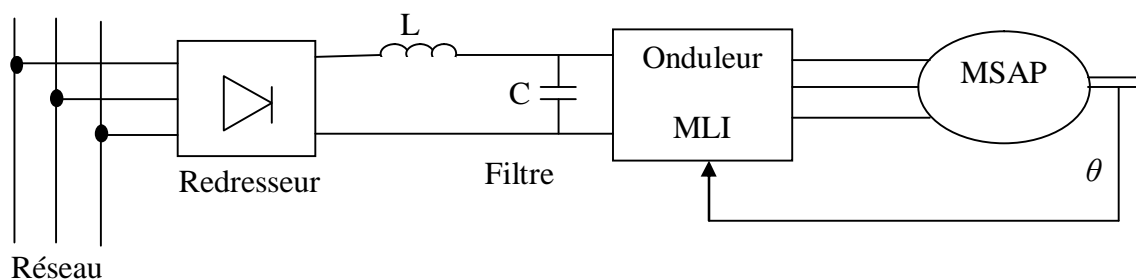


Fig. II.2. Alimentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

L'association convertisseur-MSAP est modélisée par l'ensemble des équations suivantes :

II.2.a. Tensions de réseau

$$V_1 = V_{max} \sin(\omega t) \quad (\text{II.1})$$

$$V_2 = V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.2})$$

$$V_3 = V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{II.3})$$

II.2.b. Modélisation du redresseur à diode

Le redresseur est un pont triphasé non commandé, alimenté par un réseau de tensions triphasées.

On supposera que la commutation des diodes est instantanée ainsi : deux diodes de même bras ne peuvent conduire simultanément et on aura :

$$D_1 \text{ conduit si } V_i = \text{Max}(V_j); j = 1, 2, 3 \quad i = 1, 2$$

D_2 conduit si $V_i = \text{Max}(V_j); j = 1, 2, 3 \quad i = 1, 2$

Pendant la période de conduction, la tension U_{red} de redresseur est donnée par la formule suivante :

$$U_{red} = \text{max}(V_j) - \text{min}(V_j); j = 1, 2, 3$$

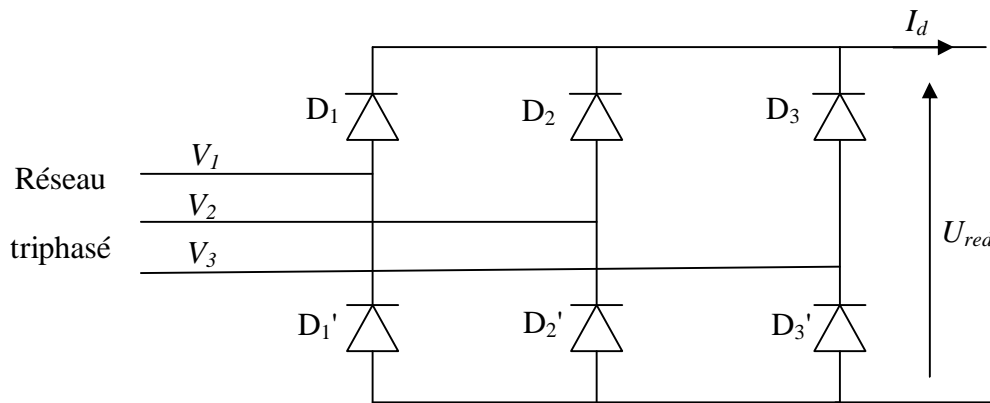


Fig. II.3. Pont de diodes triphasé

La valeur efficace de la tension du réseau est de 220 Volts, la valeur moyenne de la tension redressée calculée d'après la formule (II. 4) est de 514 Volts [43].

$$U_{red\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \tag{II.4}$$

II.2.c. Modélisation du filtre

Ce filtre est constitué d'une capacité C qui sert à supprimer les variations brusque de la tension U_{red} durant la commutation des interrupteurs et d'une inductance L qui élimine les ondulations du courant I_d à la sortie du redresseur.

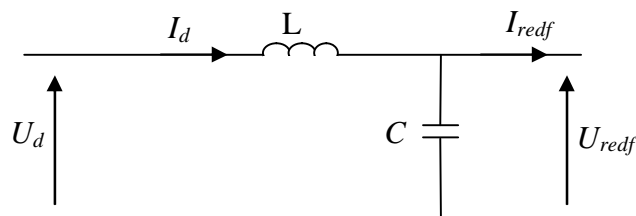


Fig. II. 4. Schéma du filtre

D'après le schéma précédent, on peut obtenir les équations régissant le fonctionnement du filtre (LC) telle que :

$$\begin{cases} U_{red} = L \frac{dI_d}{dt} + U_{redf} \\ \frac{dU_{redf}}{dt} = \frac{1}{C} (I_d - I_{redf}) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

II. 2.d. Modélisation de l'onduleur de tension à MLI

Le moteur est alimenté par un onduleur de tension à transistors de puissance fonctionnant en modulation de largeur d'impulsion à fréquence de commutation élevée (de l'ordre de quelques dizaines de kHz) [32], [36], [38].

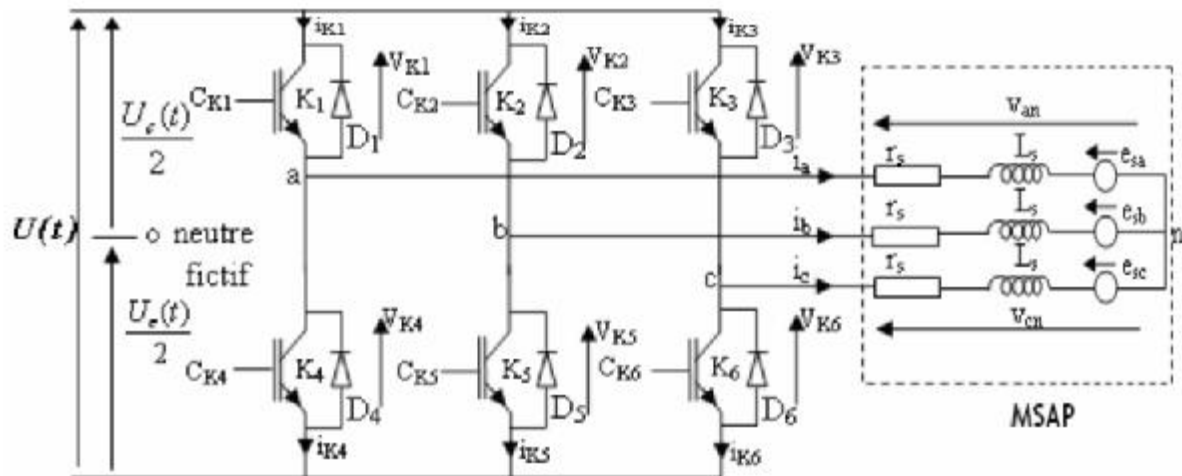


Fig. II. 5. Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant la MSAP

Pour simplifier l'étude, nous supposons que :

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

Les diodes $D_i = 1, 2, \dots, 6$, sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération.

Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont prises par rapport au point fictif « 0 » de l'onduleur.

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Sachant que $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{a0} + V_{0n} \dots (1) \\ V_{bn} = V_{b0} - V_{0n} \dots (2) \\ V_{cn} = V_{c0} - V_{0n} \dots (3) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Nous additionnons les équations (1), (2) et (3) de l'ensemble (II.7), nous obtenons :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} + 3V_{0n} = 0 \quad (\text{II.8})$$

D'où :

$$V_{a0} + V_{b0} + V_{c0} = -3V_{0n} \quad (\text{II.9})$$

$$V_{0n} = -\frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (\text{II.10})$$

En substituant l'équation (II.9) dans l'équation (II.7), nous aurons :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

II.2.e. Stratégies de modulation

Dans toutes les commandes, les tensions à appliquer aux enroulements sont calculées par le contrôleur. Ces tensions doivent être transformées en séquences de commutation de l'onduleur. Le choix d'une stratégie de modulation s'effectue en fonction des objectifs souhaités [12]. L'onduleur peut alors être commandé en pleine onde ou en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

La commande pleine onde revient à appliquer à un enroulement la tension maximale pendant un tiers de la période électrique. Chaque phase est ainsi alimentée successivement. Cette commande est adaptée aux moteurs à force électromotrice trapézoïdale. On parle alors de machine à courant continu sans balais (brushless DC motor, BLDC) [12]. L'inconvénient majeur est la forme des tensions qui génèrent beaucoup d'harmoniques de couple, et le fait qu'aucun réglage de la tension n'est possible.

La modulation de largeur d'impulsion ou MLI, (en anglais, Pulse Width Modulation ou PWM) permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires (figure.II. 6), dont la largeur varie suivant une loi de commande qui a pour but de :

- Repousser les fréquences des harmoniques vers le haut pour faciliter leur filtrage.
- Faire varier la valeur efficace de la tension de sortie.

Le réglage est effectué par les durées d'ouverture ou de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ et une onde triangulaire appelée porteuse de fréquence f [3], [12], [25].

Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé $K_f=1, 2, 3$ est à l'état haut si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice-versa.

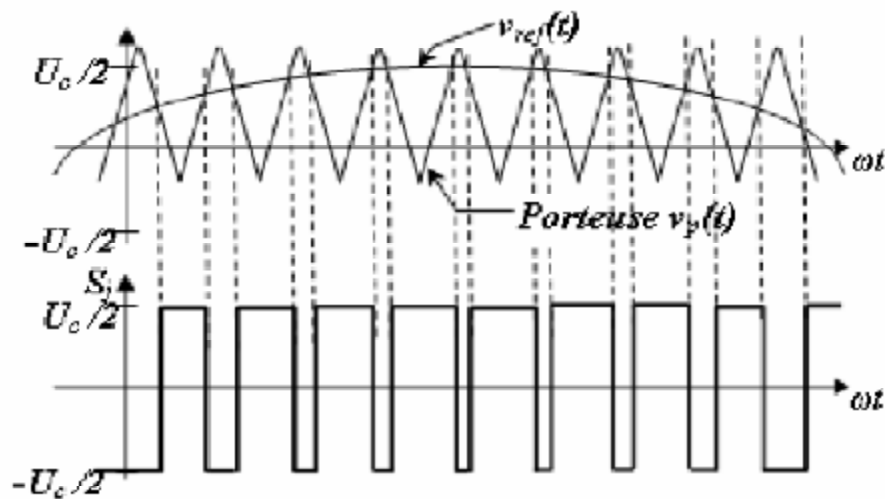


Fig. II.6. MLI triangulo-sinusoidale

II. 5. MODELISATION DU MOTEUR SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS

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

II. 5.a. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents est subordonnée par les hypothèses simplificatrices suivantes [3], [33] :

- L'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices dans l'entrefer.
- Le circuit magnétique est supposé non saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- Les harmoniques d'encoches et d'espace ne sont pas pris en compte.
- Le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté : les courants de Foucault sont négligeables.
- L'hystérésis, l'effet de peau ainsi que l'effet de la température sont négligeables.

Les tensions aux bornes des trois phases s'écrivent [4], [32], [34]:

a. Equations électriques

$$\begin{cases} V_a = r_s i_a + L_s \frac{di_a}{dt} + e_a \\ V_b = r_s i_b + L_s \frac{di_b}{dt} + e_b \\ V_c = r_s i_c + L_s \frac{di_c}{dt} + e_c \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

b. Equation mécanique

$$C_{em} - C_r = f\Omega + J_m \frac{d}{dt}\Omega \quad (\text{II.13})$$

Avec :

Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor

f : Coefficient de frottement visqueux

J_m : Moment d'inertie de la machine

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par la machine

C_r : Couple résistant, ou de charge

On applique aux variables statoriques la transformation de PARK

II. 5.b. La transformation triphasée-biphasée

Pour faciliter l'étude de notre système triphasé, on doit transformer celui-ci en un système biphasé, pour ce faire, on utilise la transformation de PARK [40]:

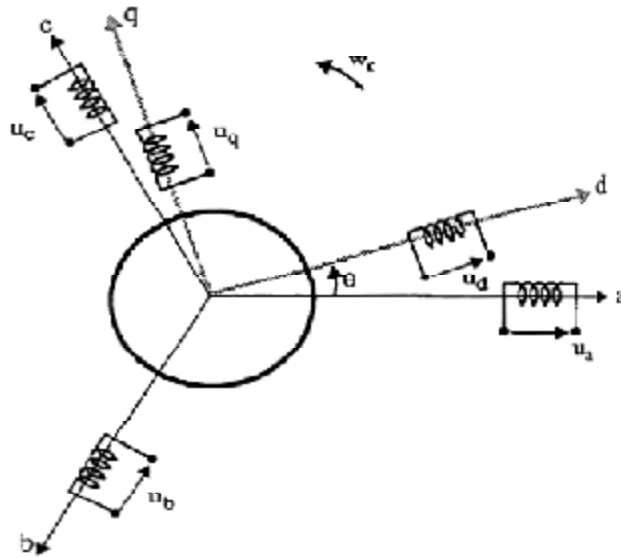


Fig. II. 7. Référentiel a, b, c et référentiel d-q

La transformation de PARK appliquée aux variables réelles (tension, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples, ce qui facilite leur étude et leur analyse [33], [35].

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dq0}] = [K \theta][X_{abc}] \quad (\text{II.14})$$

Où X peut être un courant, une tension ou un flux et θ représente la position du rotor.

Les termes X_d, X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courant, flux et inductances).

La matrice de transformation $P(\theta)$ est donnée par :

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Dont la matrice inverse $[P(\theta)]^{-1}$ a pour forme :

$$[P(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Le moteur est supposé avec une connexion étoile qui forme un système équilibré $i_a + i_b + i_c = 0$. Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (II.15) est nulle.

En appliquant la transformation (II. 14) au système (II. 12), on aura [4], [40] :

$$\begin{cases} v_d = r_s i_d + \frac{d}{dt} \Phi_d - \omega_r \Phi_q \\ v_q = r_s i_q + \frac{d}{dt} \Phi_q + \omega_r \Phi_d \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_d i_q \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$J_m \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega ; \quad \Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (\text{II.19})$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q] \quad (\text{II.20})$$

v_d, v_q : Représentent respectivement les vecteurs tensions statoriques d'axe d et q ;

i_d, i_q : Représentent respectivement les vecteurs courants statoriques d'axe d et q ;

ω_r : Vitesse électrique de rotation du rotor ;

Φ_f : Flux induit par les aimants ;

P : Nombre de paires de pôles ;

r_s : Résistance d'une phase statorique ;

L_d, L_q : Représentent respectivement les inductances statoriques de l'axe d et l'axe q ;

Pour la machine à pôles lisses ($L_d=L_q$), l'expression du couple électromagnétique se simplifie en:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \Phi_f i_q \quad (\text{II.21})$$

En développant le système d'équations (II.16), (II.17) et (II.19), on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel d-q :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{r_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \Omega i_q + v_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{r_s}{L_q} i_q + \frac{L_d}{L_q} P \Omega i_q - \frac{\Phi_f}{L_q} + \frac{1}{L_q} v_q \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{3}{2J_m} P (\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J_m} C_r - \frac{f}{J_m} \Omega \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

A partir du système d'équation (II.20), nous pouvons représenter le moteur synchrone à aimants permanents par un bloc diagramme illustré par la figure (II. 8).

Dans le tableau (II. 1), on donne les paramètres nominaux du moteur utilisé (Pour leurs identifications voir chapitre III)

paramètres	valeurs
Puissance nominale	0.25 [kW]
Vitesse nominale	3000 [tr/min]
Courant nominal	0.6 [A]
Résistance d'une phase	39.9 [Ω]
Couple nominal	0.8 [Nm]
Inductances ($L_d=L_q$)	43 [mH]
Nombre de paires de pôles	3
Flux d'excitation	0.1728 [Wb]
Moment d'inertie	0.0011 [Kg.m ²]
Frottement	0.0000604[Nm.sec/rd]

Tableau II.1. Paramètres du moteur synchrone à aimants permanents utilisé

II. 5.d. Résultats de simulation de l'ensemble onduleur-MSAP

- Sans application de la charge (à vide)

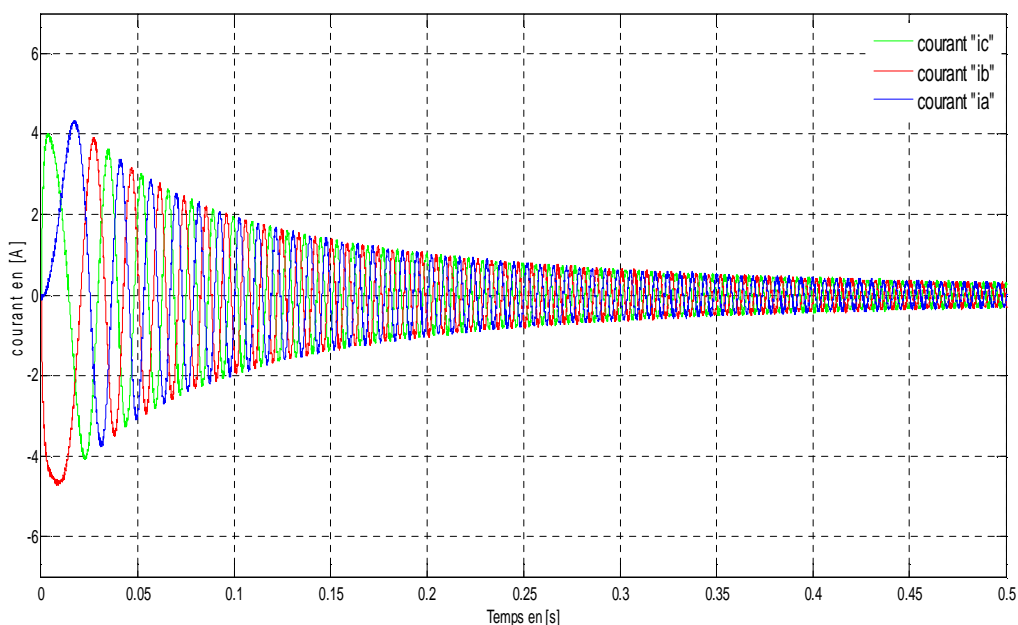


Fig. II.10.a. Courants statoriques

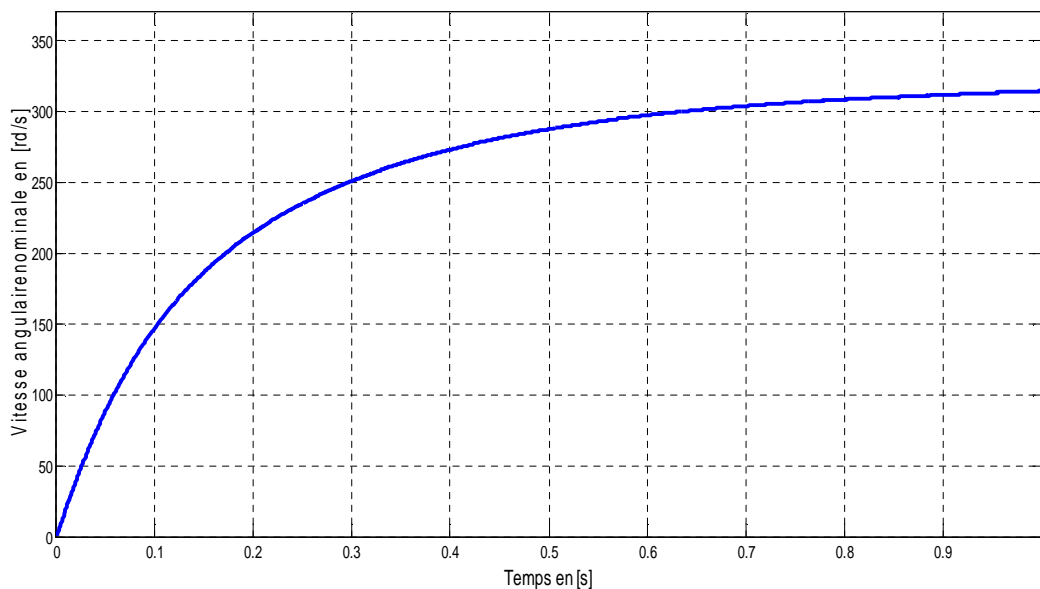


Fig. II.10.b. Vitesse de rotation nominale

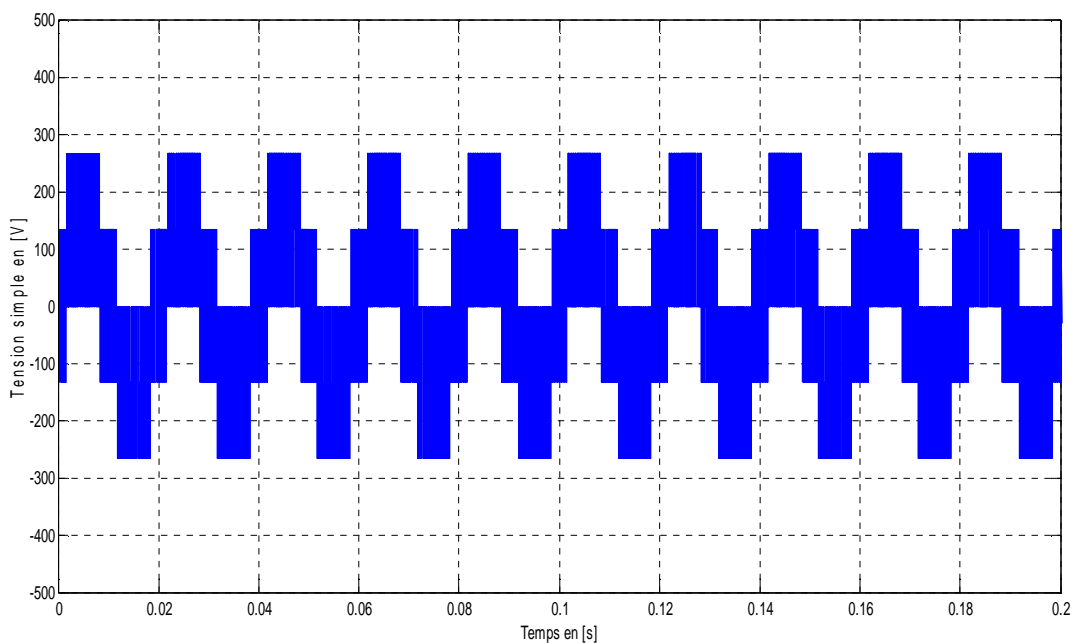


Fig. II.10.c. Tension simple

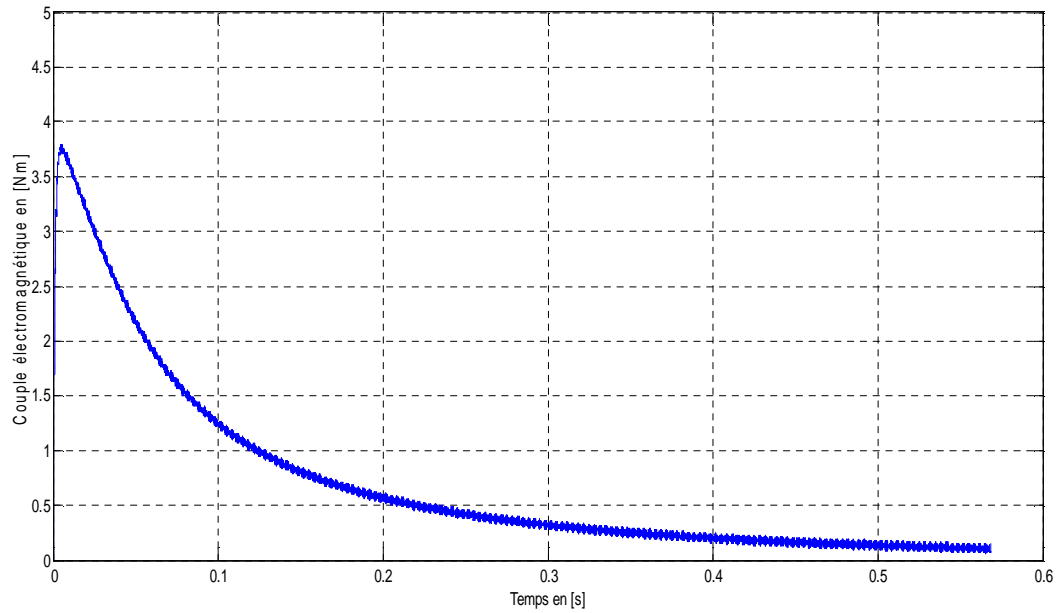


Fig. II.10.d. Couple électromagnétique

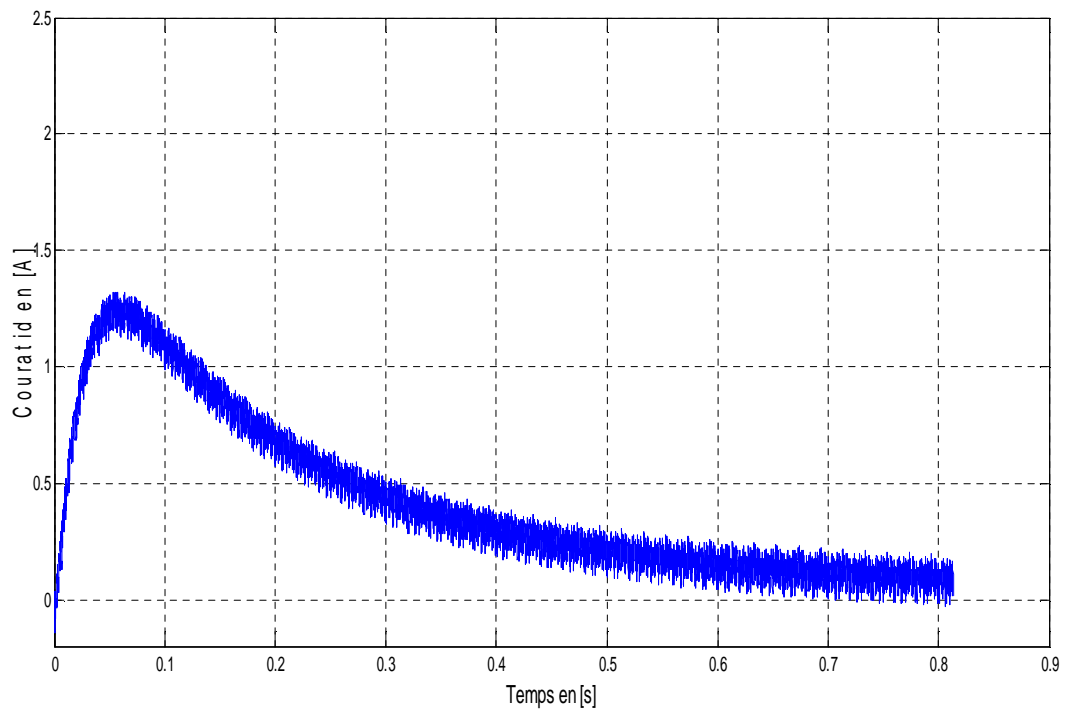


Fig. II.10.e. Courant longitudinal « i_d »

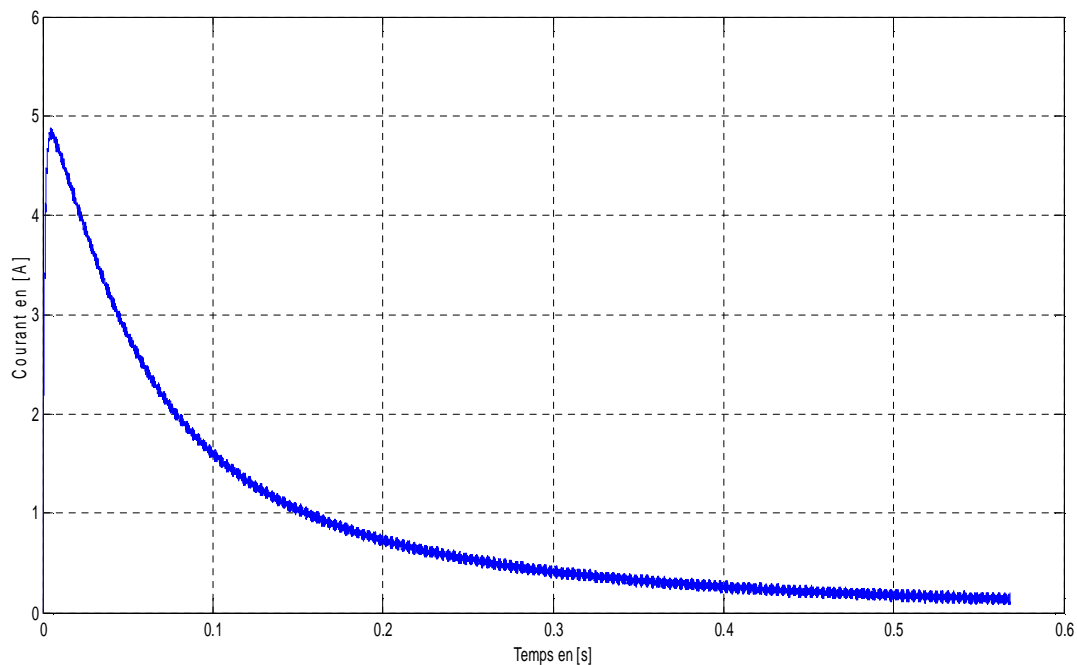


Fig. II.10.f. Courant en quadrature « i_q »

Fig. II.10. Réponses de la MSAP alimentée par onduleur MLI (sans charge)

- Avec application de la charge entre $t = [0.9-1.4]$ s.

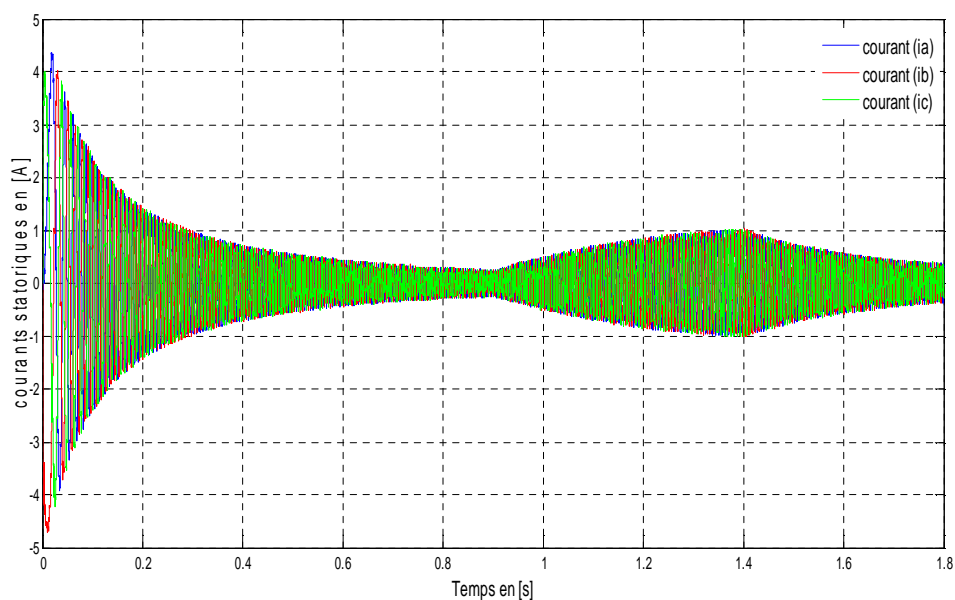


Fig. II.11.a. Courants statoriques

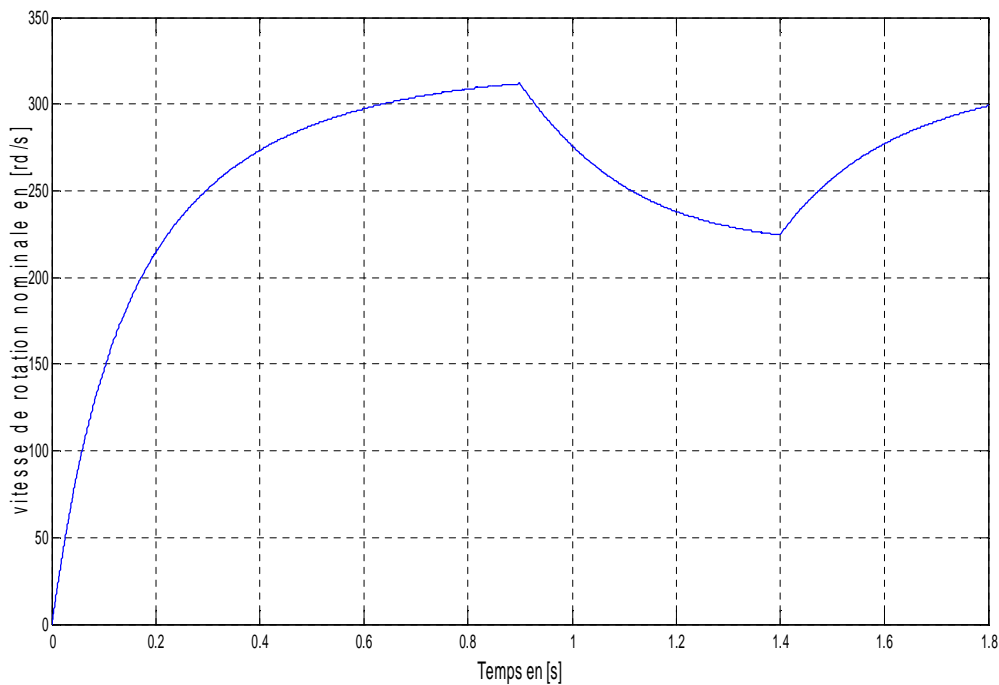


Fig. II.11.b. Vitesse de rotation

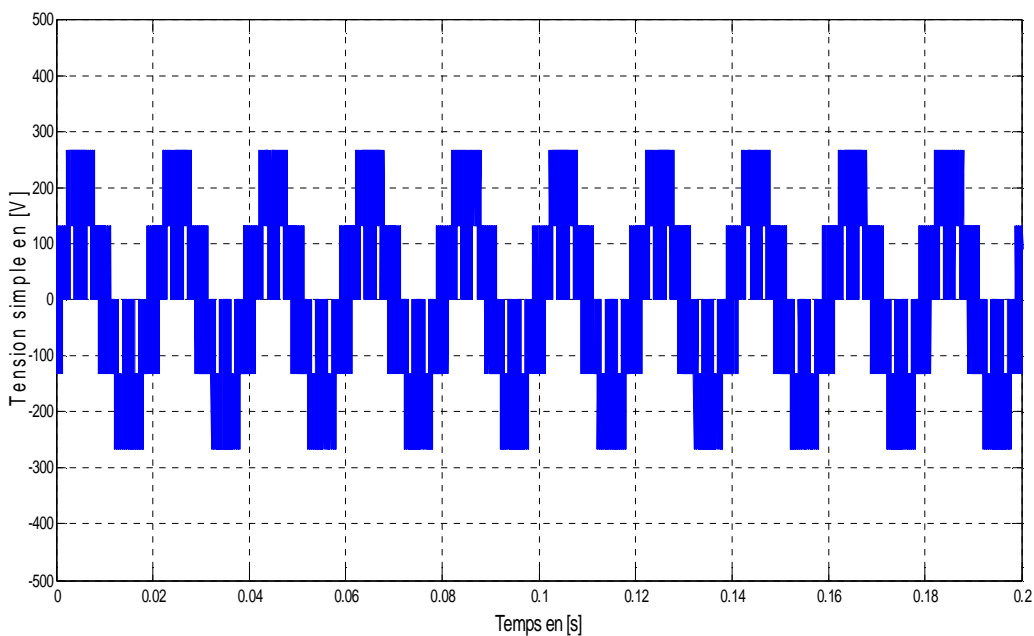


Fig. II.11.c. Tensions simples

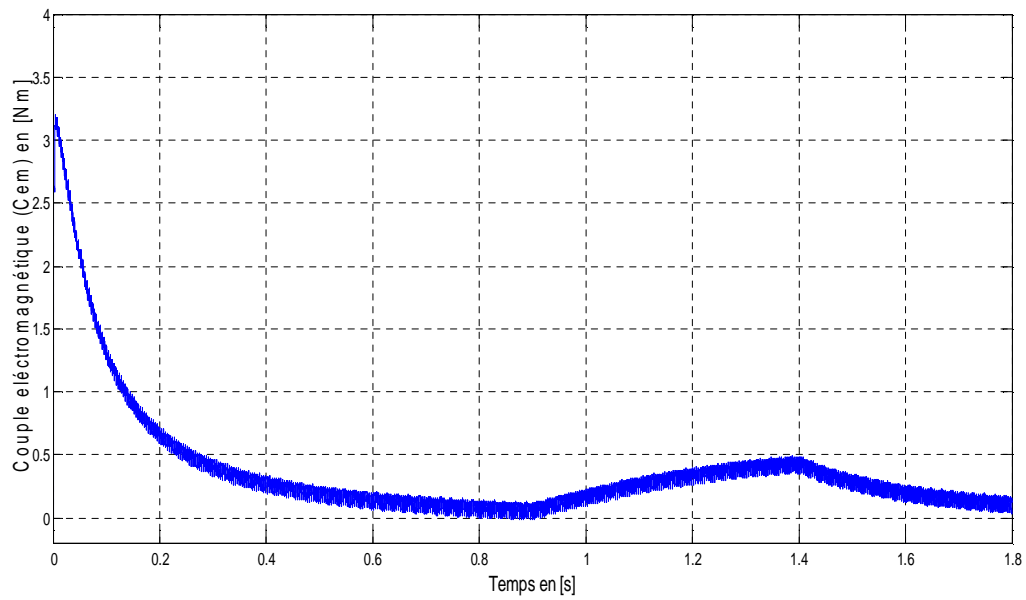


Fig. II.11.d. Couple électromagnétique

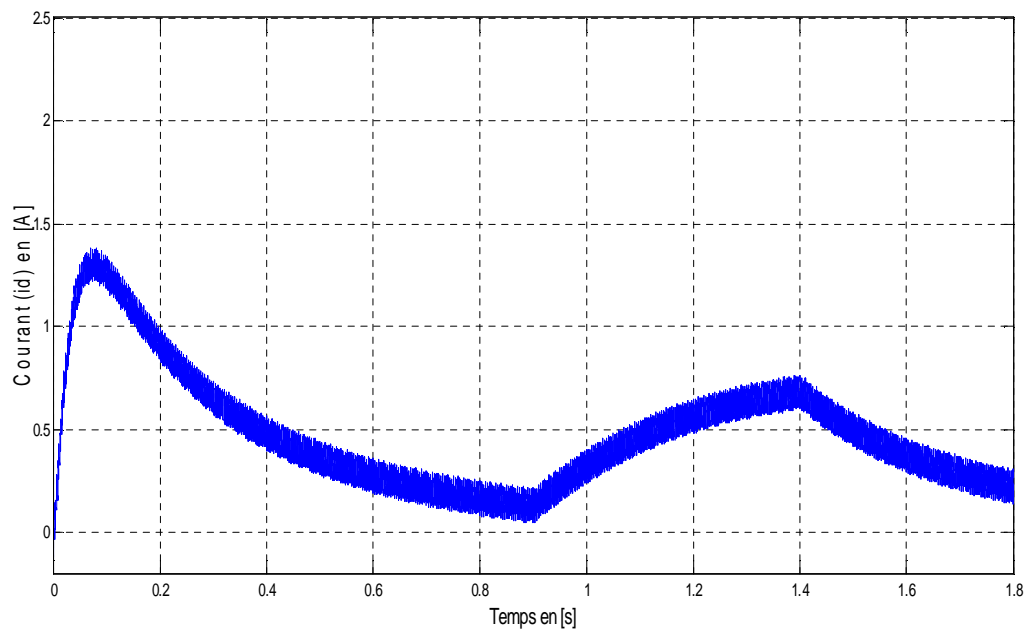


Fig. II.11.e. Courant longitudinal « i_d »

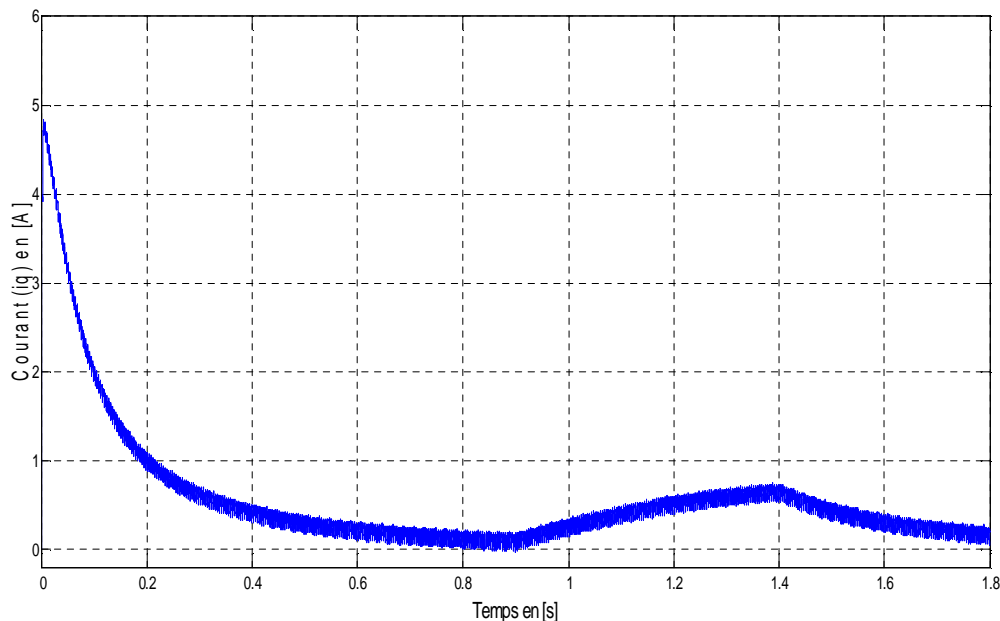


Fig. II.11.f. Courant en quadrature « i_q »

Fig. II.11. Réponses de la MSAP alimentée par onduleur MLI (en charge)

II. 5.d. Interprétation des résultats

Les performances de l'association machine synchrone à aimants permanents et onduleur commandé par la technique MLI triangulo-sinusoïdale sont mises en relief par une simulation numérique, les résultats de la simulation sont représentés sur les figures (II.10) (sans charge) et (II.11) (avec application de la charge). Nous remarquons que le couple électromagnétique est très fort au démarrage, et présente des ondulations (dus à l'onduleur). La vitesse subit une variation lors de l'application de la charge entre l'instant $t = [0.9-1.4]$ s.

Après avoir étudié la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et son alimentation, nous nous sommes rendu compte que la commande du système est difficile. En effet, cette difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre le couple électromagnétique et le flux. Il est donc intéressant de trouver un moyen de rendre le contrôle de ces deux grandeurs indépendant afin d'améliorer les performances de la machine. Ainsi, la partie suivante sera consacrée à la commande par orientation de flux pour découpler le flux et le couple.

II. 6. LA COMMANDE VECTORIELLE (Field Oriented Control)

Elle est appelée aussi « commande par orientation de flux » et notée FOC (Field Oriented Control).

En 1971, BLASCKE a proposé une théorie de commande par champ orienté qui permet d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courants continu à excitation séparée, où la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation [12], [35].

Pour réaliser le contrôle, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le courant générant le couple. Ainsi, nous obtenons un modèle de la machine où le flux et le couple électromagnétique sont découplés de sorte que l'on puisse agir sur le couple sans influencer le flux, puisque le couple dépend uniquement du courant i_q . Ce qui va permettre l'obtention de performances considérables, relatives à la réponse du système en régime dynamique semblable à celle des machines à courant continu.

II. 6.a. Principe de la commande vectorielle de la MSAP

La commande par flux orienté consiste à orienter le courant suivant l'axe (q). Ainsi, le couple électromagnétique peut être contrôlé par une seule composante en quadrature (i_q). Ceci revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux inducteur, ce qui donne un couple maximal, et de réguler la vitesse par le courant (i_q) via la tension (v_q). Ceci vérifie le principe de la machine à courant continu [41].

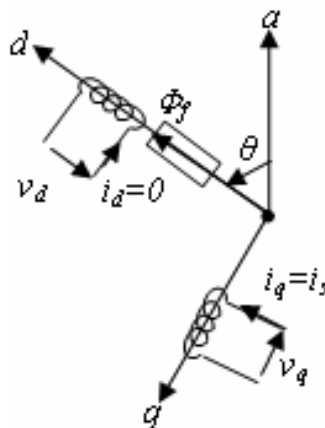


Fig. II. 12. Principe de la commande vectorielle

En utilisant l'équation (II. 20), l'expression du couple devient comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \Phi_f i_q \tag{II. 23}$$

La commande vectorielle revient alors à contrôler les deux composantes (i_d) et (i_q) du courant statorique en imposant les tensions (v_d) et (v_q) qui conviennent. Pour imposer les tensions (v_d) et (v_q), il suffit d'imposer les tensions de référence (v_{dref}) et (v_{qref}) à l'entrée de l'onduleur [32]. A l'aide des régulateurs, nous obtenons les courants de référence (i_{dref}) et (i_{qref}). Le schéma bloc du principe de la commande vectorielle de la MSAP est représenté sur la figure (II. 22).

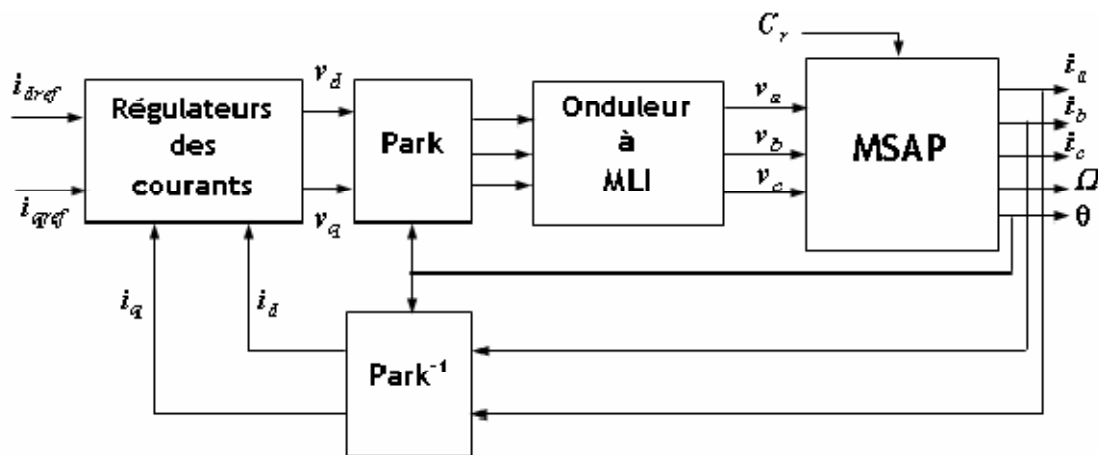


Fig. II. 13. Schéma principal de la commande vectorielle des MSAP

II. 6.b. SCHEMA GLOBAL DE SIMULATION

Le schéma de simulation de la commande vectorielle avec association onduleur et MSAP est représenté par la figure ci-dessous :

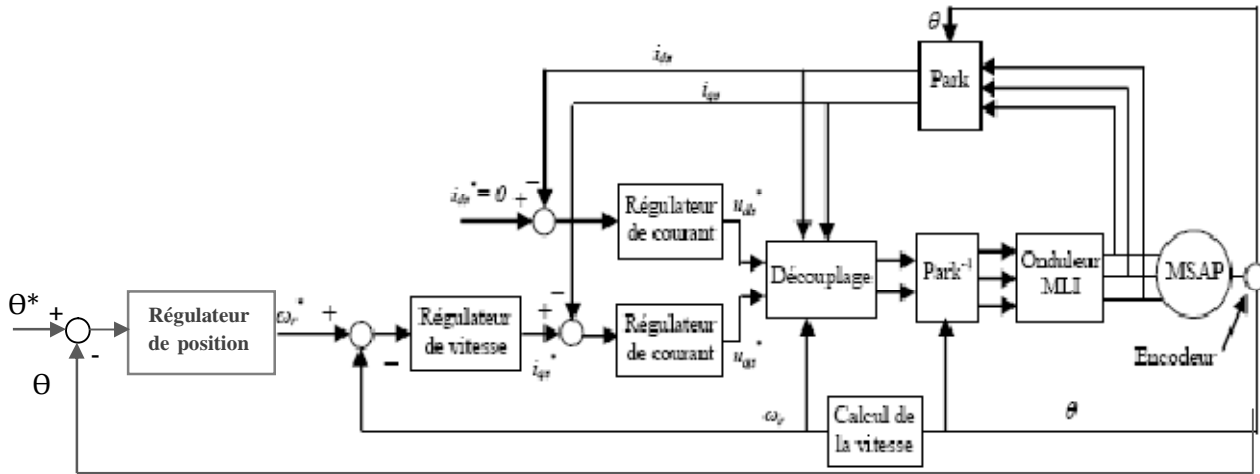


Fig. II. 14. Schéma global de simulation de la commande vectorielle avec régulateur (PI)

Lorsque le courant (i_d) est nul, le modèle de la MSAP se réduit à sa représentation sur l'axe (q), identique à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (fig. II. 15).

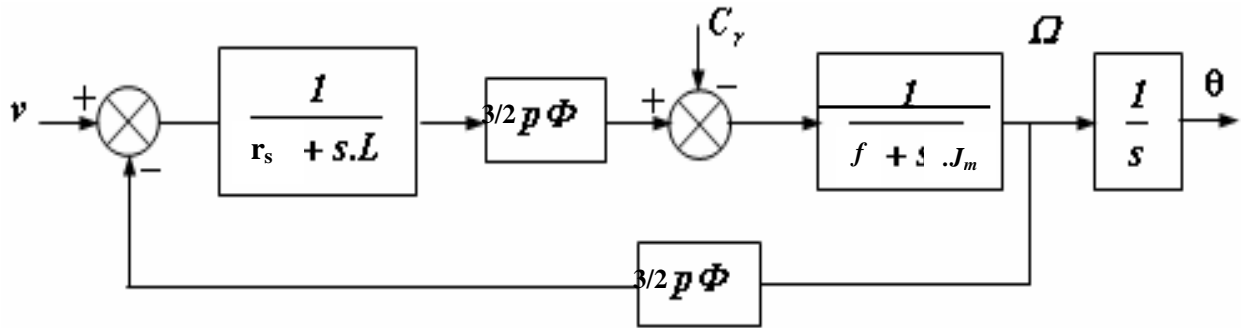


Fig. II. 15. Modèle de la MSAP

II.6.c. Technique de découplage

Les lois de commande vectorielle des machines alimentées en tensions présentent des couplages entre les actions sur les axes (d) et (q). Dans un repère (d) et (q) avec l'axe (d) aligné sur le flux rotorique, nous avons les équations suivantes [3], [35], [42]:

$$\begin{cases} v_d = \left(L_d \frac{di_d}{dt} + r_s i_d \right) - \omega_r L_q i_q \\ v_q = \left(L_q \frac{di_q}{dt} + r_s i_q \right) + \omega_r L_d i_d + \omega_r \Phi_f \end{cases} \quad (II.24)$$

Pour découpler l'évolution des courants i_d , i_q par rapport aux commandes, nous allons définir des termes de compensation F_{emd} , F_{emq} telle que:

$$\begin{cases} v_d = v_{d1} - F_{emd} \\ v_q = v_{d1} + F_{emq} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + r_s i_d \\ v_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + r_s i_q \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

et

$$\begin{cases} F_{emd} = \omega_r L_q i_q \\ F_{emq} = \omega_r (L_d i_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

II.6.d. Découplage par compensation

Les équations (II.23) montrent que v_d et v_q dépendent des courants à la fois sur les axes (d) et (q). Nous sommes donc amenés à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction des termes de compensation F_{emd} et F_{emq} .

Les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de v_d et le courant i_q ne dépend que de v_q . Leurs expressions s'écrivent comme suit:

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{v_{d1}}{r_s + sL_d} \\ i_q &= \frac{v_{q1}}{r_s + sL_q} \end{aligned} \quad (\text{II.28})$$

Les tensions v_d et v_q sont alors reconstituées à partir des tensions v_{d1} et v_{q1} et illustrées sur la figure (II. 16) :

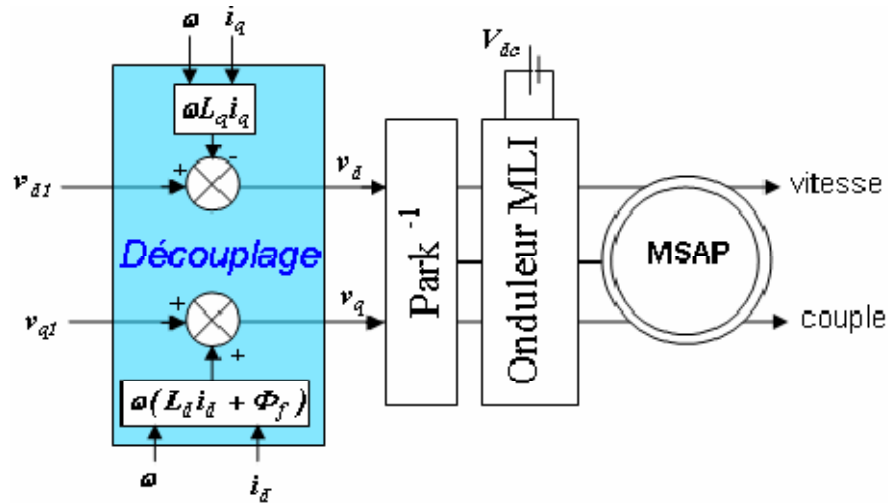


Fig. II. 16. Reconstitution des tensions v_d et v_q

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI. Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure (II. 26).

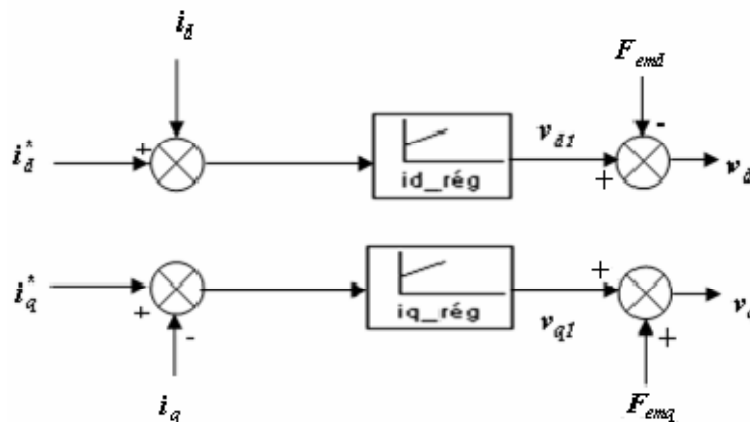


Fig. II. 17. Principe de découplage par compensation

Sur le schéma de principe précédent, v_{d1} et v_{q1} représentent les tensions à la sortie des régulateurs des courants i_d et i_q .

II.6.e. Contrôle des courants

Puisque la dynamique des courants, selon les axes d et q, est du premier ordre, il est judicieux de choisir un correcteur de type Proportionnel Intégral PI dont la fonction de transfert est [32], [37], [39]:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{II.29}$$

K_p et K_i respectivement l'action proportionnelle et intégrale du régulateur.

La boucle de courant peut être représentée par la figure (II. 18)

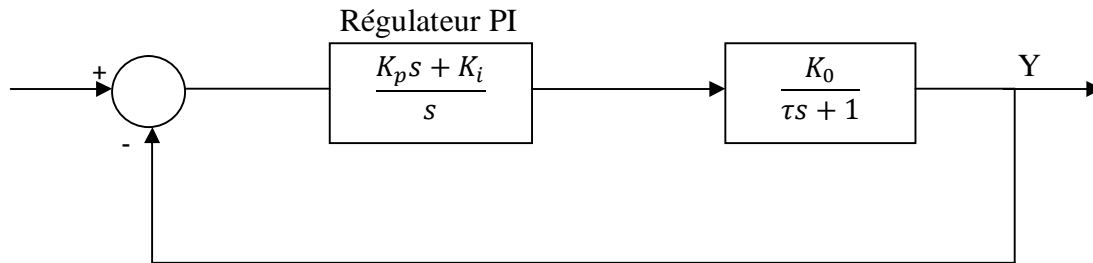


Fig. II. 18. Boucle de courant régulée par un régulateur PI

Pour déterminer les paramètres K_p et K_i du correcteur, il suffit de compenser la dynamique du système par le zéro introduit par ce dernier. Donc, les paramètres de réglage qui en résultent prennent la forme :

$$\begin{aligned} K_p &= K_i \tau_e \\ K_i &= \alpha \frac{\tau_s}{\tau_e} \end{aligned} \quad (\text{II.30})$$

τ_e Représente la constante de temps de la partie électrique et α caractérise l'accélération de la boucle de courant et correspond au rapport entre la dynamique réelle et la dynamique souhaitée.

II.6.e. Contrôle de la vitesse

Une fois la régulation de la boucle du courant est validée, il est alors possible de mettre en place, en cascade une boucle de vitesse souhaitée. La vitesse est commandée au moyen d'un régulateur de type PI. Notre choix pour un tel régulateur est guidé par [32] :

- L'amélioration de sa stabilité en boucle fermée ;
- La connaissance et la maîtrise de ce type de régulateur et son application dans l'industrie ;
- La robustesse de sa commande ;

La technique d'imposition des pôles en boucle fermée a été exploitée pour déterminer les paramètres du régulateur de vitesse choisi : si on impose $Cr=0$ et avec l'équation (II.19) on obtient :

$$G_p(s) = \frac{K_t}{J_m s + f} \quad (\text{II.31})$$

$$\text{Avec : } K_t = \frac{3}{2} P \Phi_f$$

La fonction de transfert du processus global en boucle fermée du système est :

$$G(s) = \frac{G_c \cdot G_p}{1 + G_c \cdot G_p} \quad (\text{II.32})$$

$G_c(s)$ est la fonction de transfert du correcteur de vitesse :

$$G_c(s) = \frac{K_{pws} \cdot K_{iw}}{s} \quad (\text{II.33})$$

Après les simplifications nécessaires, on déduit l'équation caractéristique de la fonction de transfert en boucle fermée suivante :

$$eq(s) = s^2 + \left(\frac{f_c + K_t \cdot K_{pw}}{J_m} \right) s + \frac{K_t \cdot K_{iw}}{J_m} \quad (\text{II.34})$$

L'équation (II.34) caractérise un système asservi du deuxième ordre, elle s'écrit sous forme générale :

$$eq(s) = s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2 \quad (\text{II.35})$$

ξ Représente le coefficient d'amortissement et ω_n représente la pulsation naturelle.

Par identification des équations (II.34) et (II.35), on obtient :

$$K_{pw} = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot J_m - f}{K_t} \quad (\text{II.36})$$

$$K_{iw} = \frac{J_m \cdot \omega_n^2}{K_t} \quad (\text{II.37})$$

II.6.f. Contrôle de la position

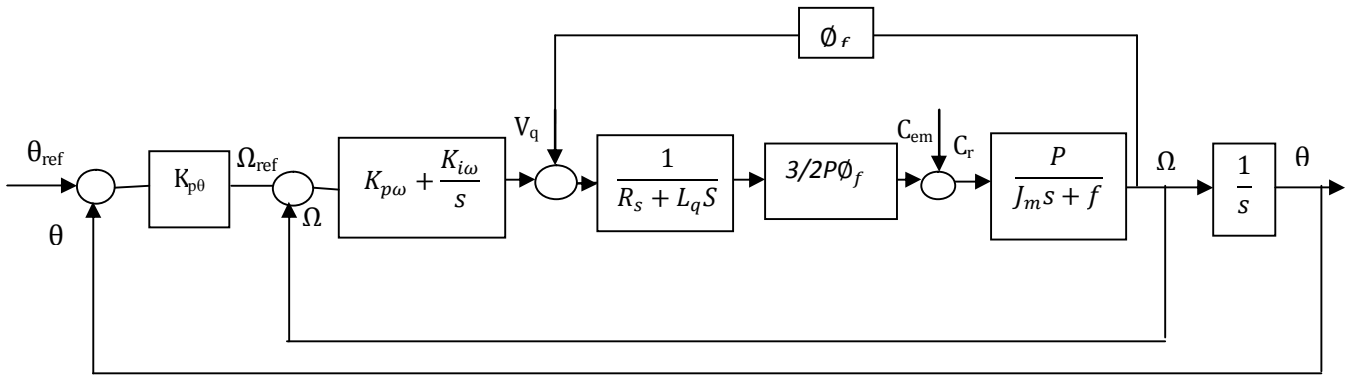


Fig.II. 19. Schéma bloc de la boucle de régulation en cascade position/vitesse

De la figure (II.19), nous tirons la relation (II.38) entre la tension de commande V_q et la consigne de position θ_{ref} .

$$V_q = \left(K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega)$$

$$V_q = \left(K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} \right) [K_{p\theta} (\theta_{ref} - \theta) - \omega]$$

$$V_q = \left(K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} \right) \left[K_{p\theta} \theta_{ref} - K_{p\theta} \left(1 + \frac{s}{K_{p\theta}} \right) \theta \right]$$

Cette relation montre que le régulateur proportionnel de position en cascade avec le régulateur de vitesse PI, revient en réalité à un régulateur PID où la partie dérivé n'agit pas sur la consigne de position, car cette action est naturelle pour la position [44].

Le calcul du gain K_θ du régulateur proportionnel est réalisé en choisissant pour l'amortissement la valeur (1) (pas de dépassement). Nous obtenons :

$$K_\theta = \frac{3}{4.t_{rv}}$$

t_{rv} : Le temps d'établissement choisi pour la réponse en vitesse.

II.7. RESULTATS DE SIMULATION (avec application de la charge)

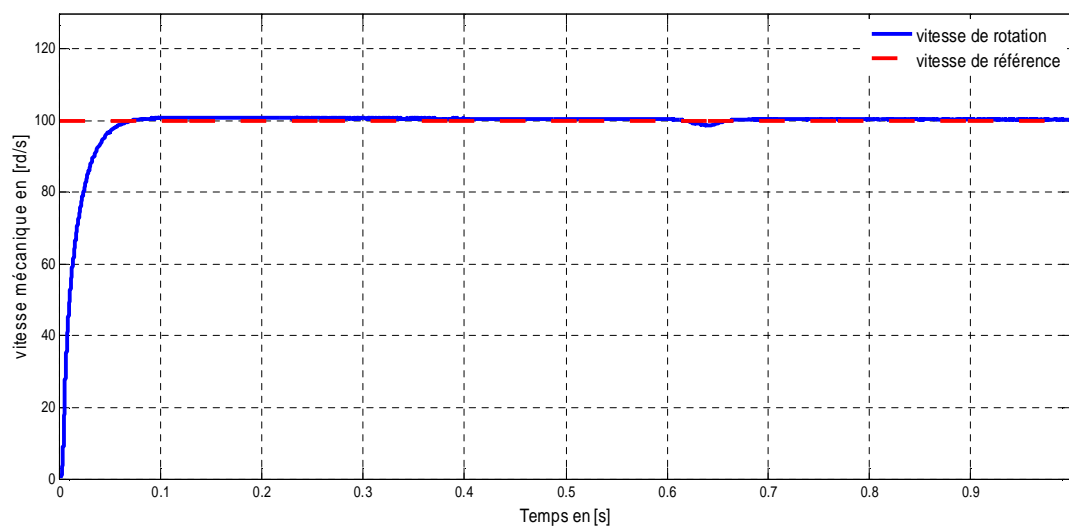


Fig. II.19. a. Vitesse de rotation mécanique

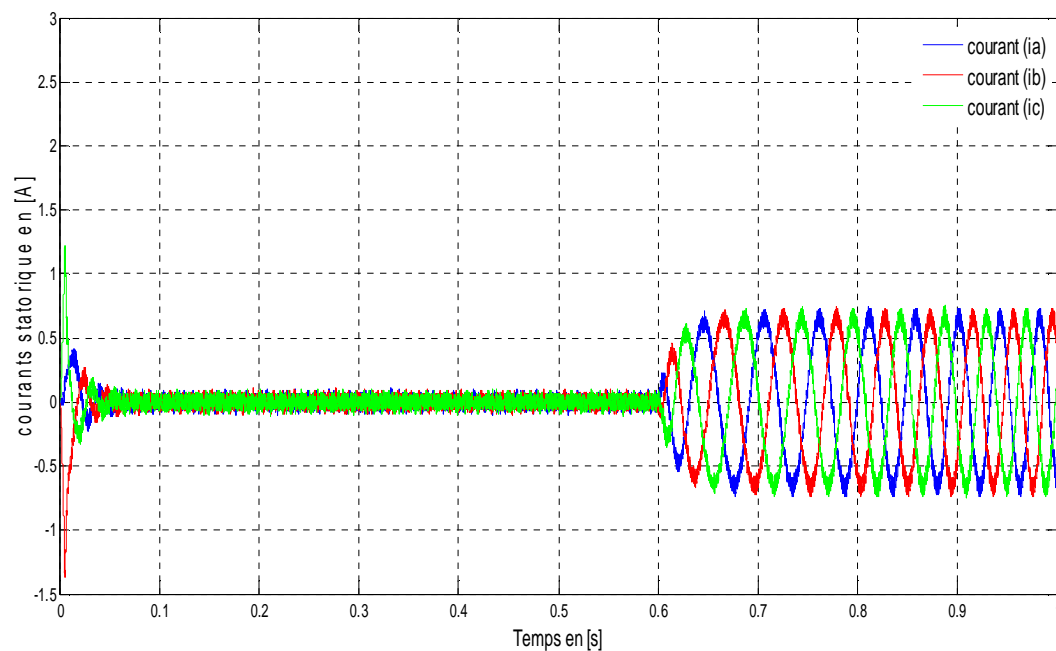


Fig. II.19. b. Courants statoriques

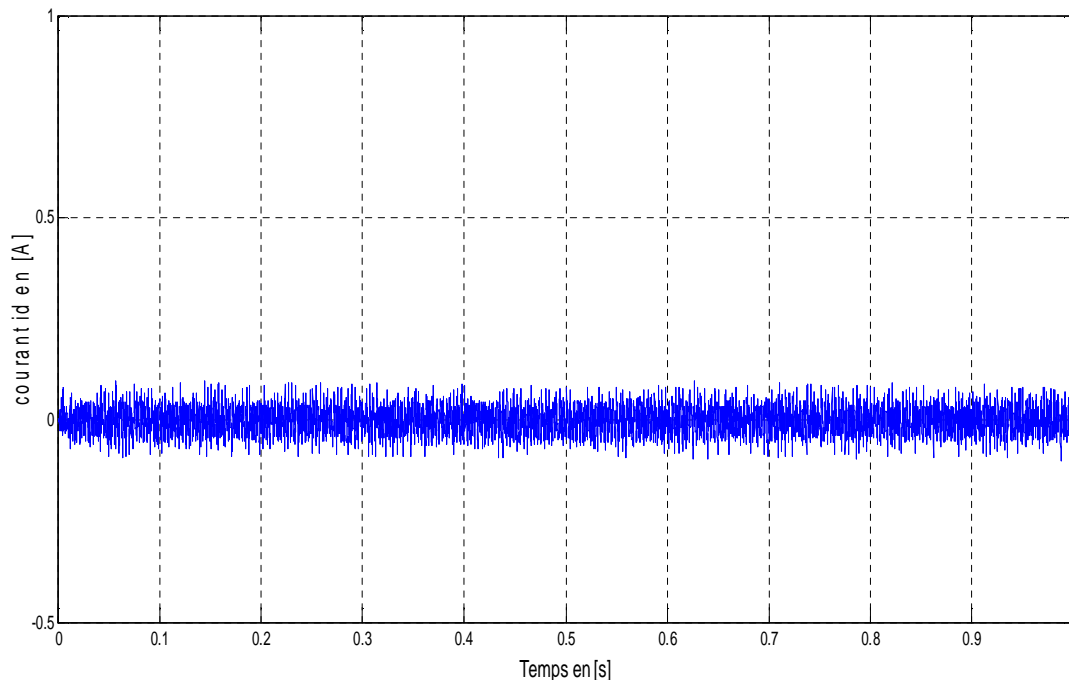


Fig. II.19. c. Courant (i_d)

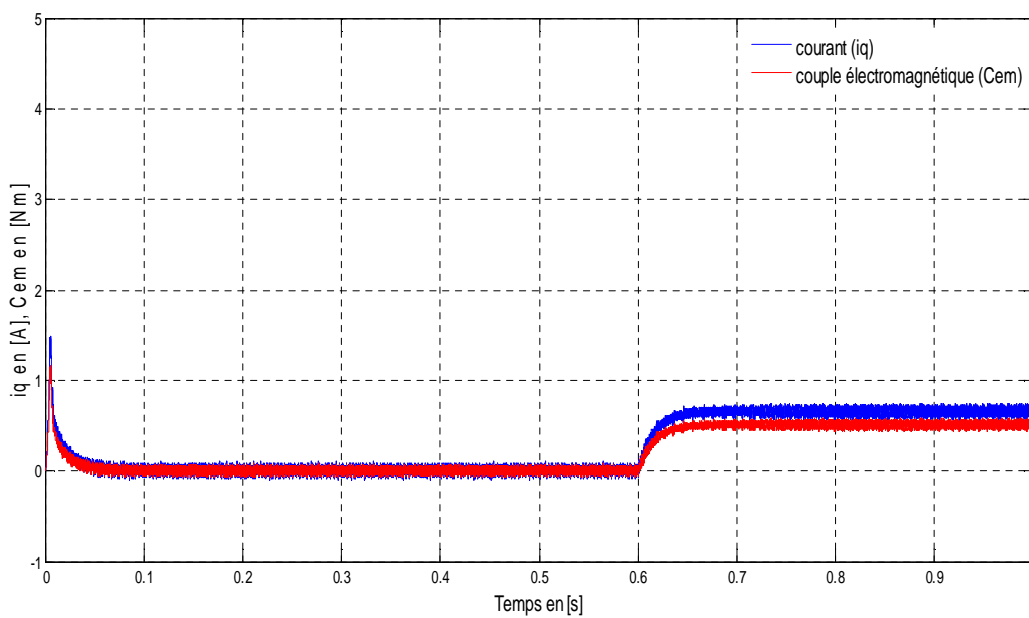


Fig. II.19. d. Courant (i_q) et le couple électromagnétique (C_{em})

Fig. II.19. Commande vectorielle de la MSAP avec régulateur (PI)

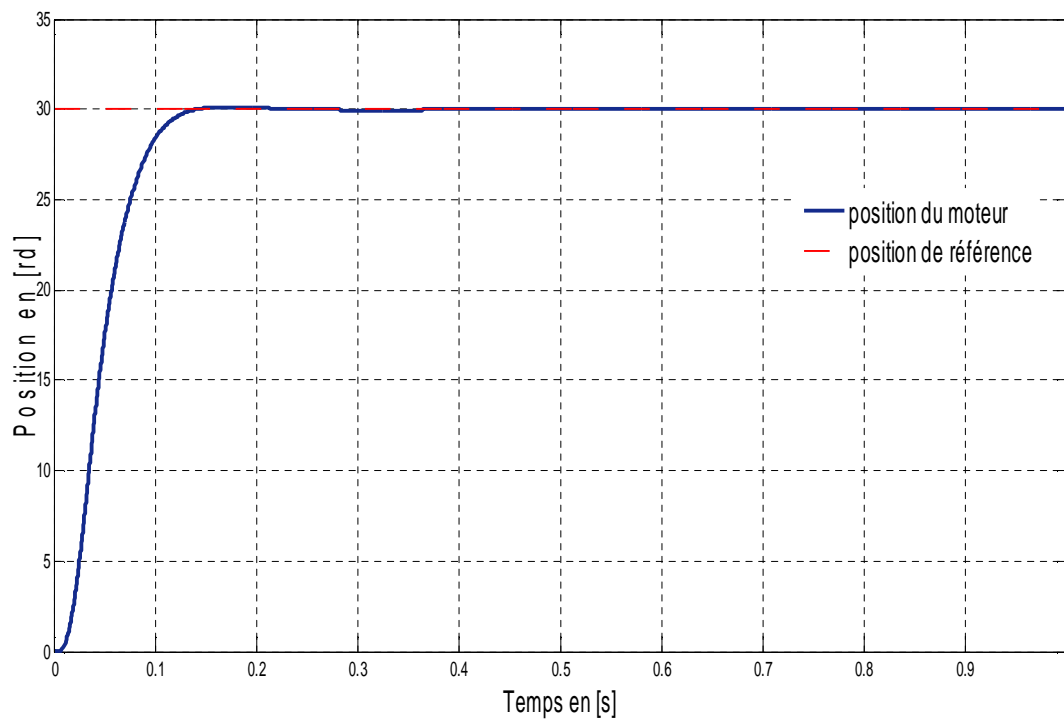


Fig. II.20.a. Commande en position de la MSAP ($\theta = 30$ rad)

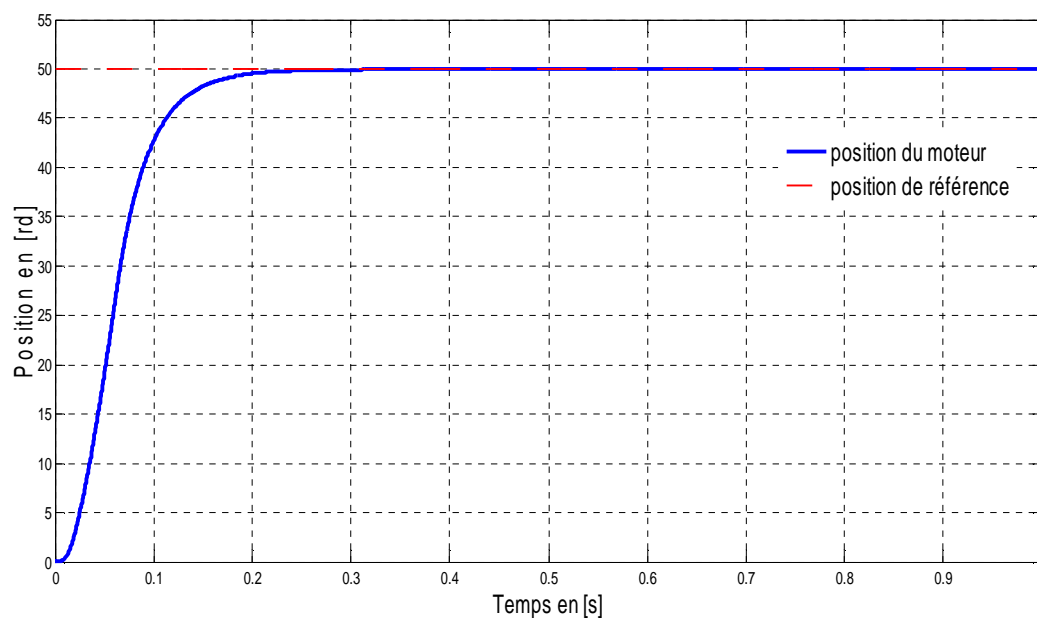


Fig. II.20.b. Commande en position de la MSAP ($\theta = 50$ rad)

Fig. II.20. Commande en position de la MSAP

II.8. INTERPRETATION DES RESULTATS

Les résultats obtenus en simulation numérique mettent en évidence les performances du système de commande.

- La figure (II.27.d), montre un démarrage à vide de la machine avec un pic notable du couple électromagnétique (C_{em}) et du courant (i_q) (Le couple et le courant (i_q) ont la même allure). Après application d'un couple de charge de 0.5 Nm à $t= 0.6s$, on remarque que la commande répond à l'échelon de charge avec une dynamique presque instantanée, de très faible dépassement et sans oscillations. L'allure du (C_{em}) et (i_q) est affectée par la fréquence de la MLI.
- La figure (II.27.a), illustre la réponse en vitesse de la machine synchrone à aimants permanents à vide semblable à celle d'un système du premier ordre (sans dépassements), avec un temps de réponse de l'ordre de 0.06s. On constate le rejet de la perturbation (couple de charge) appliqué à $t= 0.6s$ et le suivi parfait de la référence de vitesse (100 rd/s). Ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage du régulateur de vitesse.
- Le courant statorique absorbé par la machine est représenté par la figure (II.19.b), ce dernier présente des oscillations notables au démarrage de la machine puis il se stabilise autour de zéro lors de la marche à vide. Une fois la machine est chargée (application de couple de charge à $t=0.6s$), la machine absorbe un courant quasi-sinusoidal relatif au courant de charge. On constate une faible distorsion due à l'onduleur MLI.
- Les courants statoriques dans le repère de Park (i_d) et (i_q) sont illustrés par les figures (II.19.c) et (II.19.d), on constate un très bon découplage entre les deux courants :
 - **A vide** : la composante (i_d) est maintenue à zéro par le régulateur de courant. L'autre composante (i_q) présente un pic au démarrage ($i_q=4.8A$), puis s'annule rapidement.
 - **En charge** : Le bon choix des coefficients de réglage du régulateur de courant maintient la composante (i_d) toujours égale à zéro, par contre la composante (i_q) présente la même allure et la même dynamique que celle du couple électromagnétique et cela pour répondre au couple de charge.

Les oscillations des deux courants sont dues à la présence de l'onduleur à MLI.

II.9. CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons examiné le comportement de l'association onduleur à MLI-machine synchrone à aimants permanents-commande vectorielle.

L'application de la commande vectorielle et le bon choix des coefficients des régulateurs, nous ont permis, d'une part à réaliser le découplage de la machine pour aboutir à un modèle linéaire analogue à celui d'une machine à courant continu et d'autre part l'obtention de bonnes performances à savoir la stabilité, la précision et la rapidité. Ces constatations sont confirmées par les résultats de simulation obtenus sous environnement Matlab.

Le contrôle vectoriel en boucle fermée, nous a permis de réaliser les meilleures performances dynamiques du système, grâce à la régulation classique PI. Ce réglage de vitesse de la MSAP a donné des résultats satisfaisant, à savoir, un rejet de perturbation rapide, un faible temps de réponse et une erreur statique nulle en régime permanent.

Enfin, pour valider ces résultats théoriques, la partie suivante est consacrée à l'étude expérimentale de la commande vectorielle en vitesse/position de la machine synchrone à aimants permanents.

Chapitre III

Réalisation expérimentale

III.1. INTRODUCTION

Ce chapitre comporte deux parties distinctes : La première concerne la description d'une méthode classique d'identification des paramètres électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents. Dans la deuxième partie, nous présentons le banc d'essai utilisé et les résultats expérimentaux obtenus pour la commande en vitesse et en position de la MSAP.

III.2. IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MSAP

Les méthodes d'identification des paramètres des machines synchrones sont multiples, mais la majorité d'elles ne sont pas adaptées aux machines synchrones existant sur le marché. Ces dernières n'offrent pas la possibilité d'accès au neutre et au circuit d'excitation magnétique ; en outre, la structure et la nature des aimants employés ne sont pas toujours connus.

Nous considérons dans notre cas, une méthode simple d'utilisation, basée sur des tests statiques normalisés, ayant l'avantage de ne pas être limitée par les contraintes mentionnées précédemment (inaccessibilité du point neutre ou du circuit d'excitation, ignorance de la géométrie ou de la nature des aimants permanents, existence ou non de l'enroulement amortisseur). Cette méthode a été testée sur plusieurs machines synchrones à aimants permanents et a donné des résultats satisfaisants [43], [44].

III.2.a. Modélisation de la machine en vue de son identification

Une fois le modèle de la machine est défini, il faut pouvoir estimer les paramètres qui le caractérisent de façon à traduire au mieux le comportement en régimes dynamique et permanent.

Les équations électriques de la machine généralisée prenant en compte les enroulements amortisseurs (désignés dans les expressions par les indices D et Q) sont les suivantes [44], [47] :

- Pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_A & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{AD} & M_{AQ} \\ M_{BD} & M_{BQ} \\ M_{CD} & M_{CQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_D \\ I_Q \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{III.1})$$

Où : $M_{AB} = M_{BA}$, $M_{BC} = M_{CB}$ et $M_{AC} = M_{CA}$

- Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_D & 0 \\ 0 & R_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_D \\ I_Q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_D & 0 \\ 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_D \\ I_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{AD} & M_{BD} & M_{CD} \\ M_{AQ} & M_{BQ} & M_{CQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \right\} \quad (\text{III.2})$$

Les expressions des inductances propres et les inductances mutuelles pour la MSAP sont données par :

$$L_A = L_{s0} + L_{sv} \cos(2\theta);$$

$$L_B = L_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right);$$

$$L_C = L_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right);$$

$$M_{AB} = M_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right)$$

$$M_{BC} = M_{s0} + L_{sv} \cos(2\theta)$$

$$M_{CA} = M_{s0} + L_{sv} \cos\left(2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right)$$

$$M_{AD} = M_{Ds} \cos(\theta); \quad (\text{III.3})$$

$$M_{AQ} = -M_{Qs} \sin(\theta);$$

$$M_{BD} = M_{Ds} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$M_{BQ} = -M_{Qs} \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$M_{CD} = M_{Ds} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right);$$

$$M_{CQ} = -M_{Qs} \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right);$$

Avec :

$L_{A, B, C}$: Inductances propres des phases A, B et C

L_{s0} : Inductance de fuite

M_{s0} : Inductance du champ principal

III.2.b. Détermination des paramètres P et Φ_f

Les indications portées sur la plaque signalétique de la machine synchrone à aimants sont :

U_n	330V	I_n	0.6A
C_{em}	0.8Nm	f_n	150Hz
N_n	3000tr/mn	IP	20
Type	SE2663-3X		

Tableau II.1. Indications portées sur la plaque signalétique de la machine étudiée

La machine est entraînée par un moteur synchrone à aimants permanents et fonctionne en génératrice à vide. Le nombre de paires de pôles et la valeur maximale du flux des aimants par pôle sont déterminés à partir du relevé de la f.é.m. à vide (figure.III.1) et de la mesure de la vitesse [44], [45].

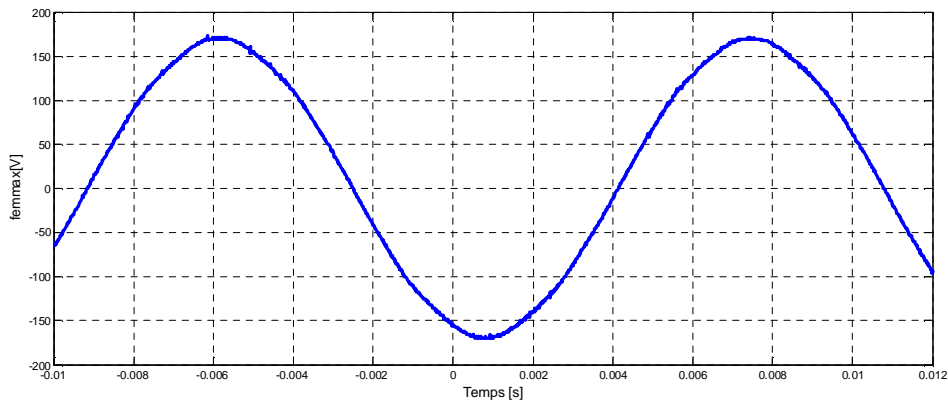


Fig. III.1. Allure de la force électromotrice à vide avec une vitesse angulaire $\Omega = 158$ rd/s.

$$P = \frac{\omega_r}{\Omega} = \frac{2\pi}{T\Omega} \quad (\text{III.4})$$

$$\phi_f = \frac{fem_{max}\sqrt{2}}{\omega_r\sqrt{3}} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

ω_r : Fréquence angulaire ($\omega_r = \frac{2\pi}{T}$)

$f.e.m_{max}$: La valeur maximale de la force électromotrice à vide

T : Période

Le calcul effectué nous donne: $P = 3$ et $\phi_f = 0.1728$ Wb

III.2.c. Mesure de la résistance d'une phase statorique

La mesure des résistances est réalisée par la méthode volt- ampèremétrique. On alimente deux enroulements de la machine en courant continu. L'essai nécessite une source d'alimentation en continu, un voltmètre et un ampèremètre (fig.III.2), afin de mesurer les grandeurs qui caractérisent la résistance suivant la loi d'Ohm [46].

$$R_s = \frac{V_s}{2I_s} \quad (\text{III.6})$$

Avec :

V_s : Tension continue d'alimentation

I_s : Courant continu d'alimentation

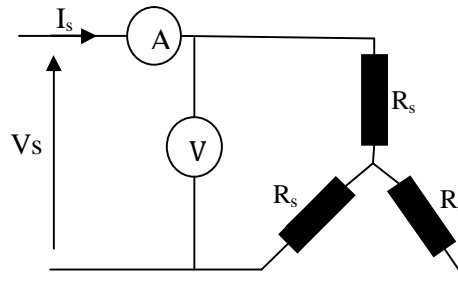


Fig.III.2. Schéma de mesure de la résistance statorique en continu

La valeur moyenne à chaud de la résistance d’une phase statorique, calculée pour différentes valeurs du courant (I_s) et de tension (V_s), vaut : $R_s = 39,9\Omega$

III.2.d. Détermination expérimentale des positions des axes direct et en quadrature

Le point neutre de la MSAP est inaccessible. Dans le but d’orienter l’axe du rotor suivant l’axe direct qui est aligné sur l’axe électrique de la phase (A) (prise comme référence), nous appliquons une tension continue E de faible valeur (1 à 2V) sur la phase (A), et $(-E/2)$ sur les deux autres phases (B) et (C) (fig.III.3.a).

Pour aligner le rotor sur l’axe q, nous appliquons la tension (E) entre les phases (B) et (C) (et la troisième phase (A) étant non alimentée (fig.III.3.b).

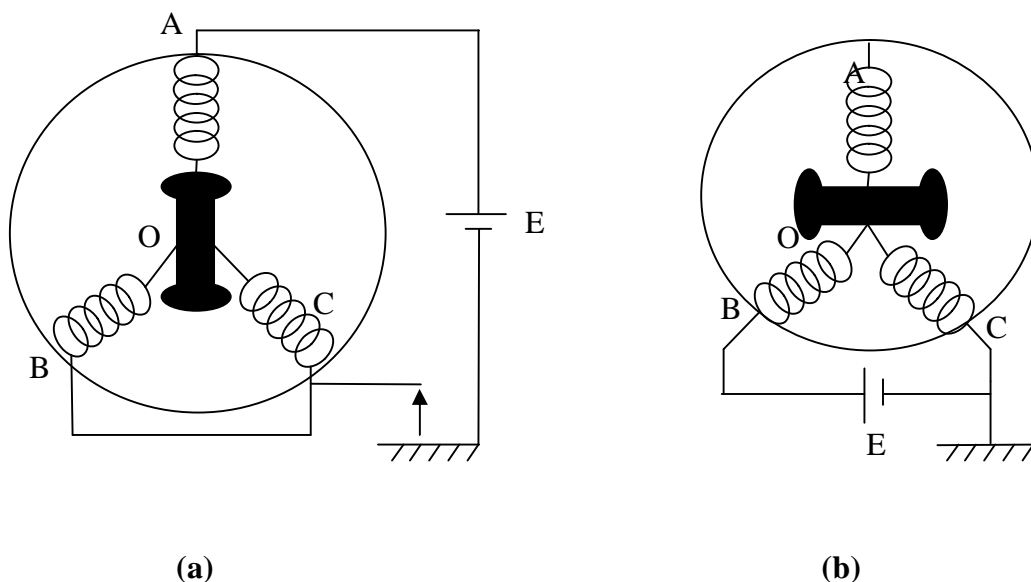


Fig.III.3. Schémas pour les tests d’identification des axes : axe d (a) et axe q (b)

III.2.e. Détermination des inductances L_d et L_q

Considérons la configuration où le rotor est aligné sur l'axe d, la tension (E) est appliquée entre les phases (A) et (B) (B et C étant mis à la terre).

$$\text{Le rotor à l'arrêt} \Rightarrow \begin{cases} \theta = 0 \\ \frac{d\theta}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Comme les trois phases du stator sont couplées en étoile, nous avons :

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (\text{III.8})$$

Les équations des tensions statoriques exprimées avec la transformation de Laplace sont :

$$V_{AB} = V_A - V_B = R_s(i_A - i_B) + (L_A - M_{BA})si_A + (M_{AB} - L_B)si_B + (M_{AC} - M_{BC})si_C + \frac{3}{2}M_{Ds}si_D - \frac{\sqrt{3}}{2}M_{Qs}i_Q \quad (\text{III.9})$$

$$V_{BC} = V_B - V_C = R_s(i_B - i_C) + (L_B - M_{CB})si_B + (M_{BA} - M_{CA})si_A + (M_{BC} - L_C)si_C + \sqrt{3}M_{Qs}si_Q$$

Pour le circuit rotorique, nous considérons les relations (III.1), (III.2), (III.8).

$$0 = (R_D + sL_D)i_D + \frac{3}{2}M_{Ds}si_A \quad (\text{III.10})$$

$$0 = (R_Q + sL_Q)i_Q + \frac{\sqrt{3}}{2}M_{Qs}si_A - \frac{\sqrt{3}}{2}M_{Ds}si_C$$

A partir des équations (III.10), nous déduisons les expressions de i_D et i_Q

$$i_D(s) = -\frac{3}{2} \frac{M_{Ds}si_A(s)}{2R_D + sL_D} \quad (\text{III.11})$$

$$i_Q(s) = -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{M_{Qs}s(i_B(s) - i_C(s))}{R_Q + sL_Q}$$

Comme la tension $V_{BC}(t) = 0$ (B, C sont mis à la terre). En utilisant les expressions (III.7), l'équation (III.9) devient :

$$0 = \left[R_s + s \left(L_B - M_{BC} - \frac{3}{2} \frac{M_{Qs}^2 s^2}{2R_Q + sL_Q} \right) \right] [i_B(s) - i_C(s)] \quad (\text{III.12})$$

Dans cette équation, seule l'expression $[i_B(s) - i_C(s)]$ devrait être égale à zéro, nous aurons alors :

$$i_B(s) = i_C(s)$$

$$i_Q(s) = 0 \tag{III.13}$$

$$i_A = -2i_B = -2i_C$$

Les phases A et B sont alimentées par une source de tension continue de faible valeur (E) et de résistance interne (r). La résistance totale s'écrit alors :

$$R_T = \frac{3}{2}R_S + r \tag{III.14}$$

$$R_T = \frac{3}{2}R_S \quad (r \text{ est négligeable devant } R_S)$$

L'équation (III.9), en considérant les expressions (III.1), (III.11) et (III.13) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$i_A(s) = \frac{(1+T_{d0}S)E}{\left\{ \left[R_T + S \left(R_T T_{d0} + \frac{3}{2}L_d \right) + S^2 \left(\frac{3}{2}L_d T_{d0} - \frac{9}{4} \frac{M_{DS}^2}{R_D} \right) \right] \right\}} \tag{III.15}$$

Cette relation peut être écrite sous les trois formes suivantes :

$$i_A(s) = \frac{a_0 + a_1 s}{s(b_0 + b_1 s + b_2 s^2)}$$

$$i_A(s) = \frac{a_0 + a_1 s}{b_2 s(s-p_1)(s-p_2)} \tag{III.16}$$

$$i_A(s) = \frac{C_0}{s} + \frac{C_1}{s-p_1} + \frac{C_2}{s-p_2}$$

Le courant $i_A(t) = T^{-1}[i_A(s)]$ s'établit dans l'enroulement (A) selon l'expression :

$$i_A(t) = C_0 + C_1 e^{p_1 t} + C_2 e^{p_2 t} \tag{III.17}$$

Avec les conditions initiale et finale sur le courant :

$$i_A(0) = C_0 + C_1 + C_2 = 0 \tag{III.18}$$

$$i_A(\infty) = C_0 = \frac{E}{R_T}$$

Par identification, nous déduisons les expressions des différents coefficients :

$$b_0 = R_T$$

$$a_0 = E$$

$$b_2 = \frac{b_0}{p_1 p_2} \quad (\text{III.19})$$

$$b_1 = -b_2(p_1 + p_2)$$

$$a_1 = b_2(C_1 p_1 + C_2 p_2)$$

$$T_{d0} = \frac{a_1}{E}$$

Finalement, nous obtenons l'équation de l'inductance longitudinale (L_d)

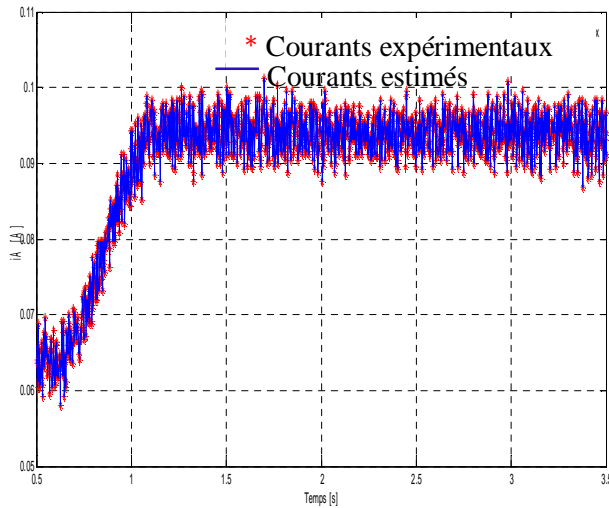
$$L_d = \frac{2}{3} (b_1 - b_2 T_{d0}) \quad (\text{III.20})$$

Nous considérons toujours le même schéma de configuration que précédemment avec cette fois-ci le rotor aligné sur l'axe (q), nous déterminons l'équation de l'inductance transversale (L_q).

$$L_q = \frac{2}{3} (b_1 - b_2 T_{q0}) \quad (\text{III.21})$$

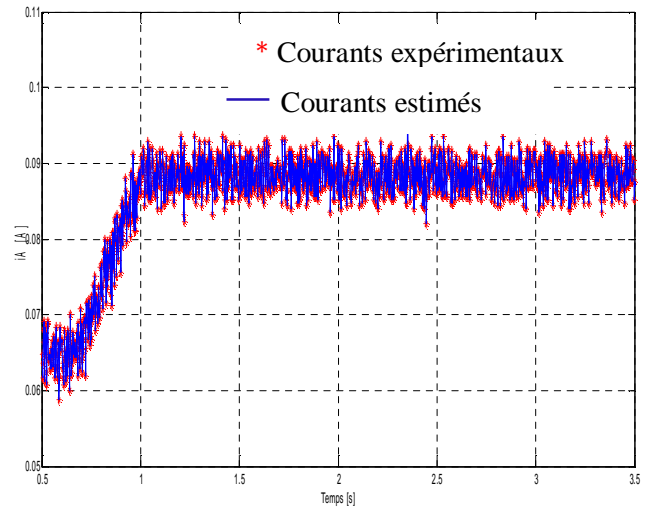
$$T_{q0} = \frac{a_1}{E}$$

Pour déterminer les coefficients C_1, C_2, p_1 et p_2 , nous utilisons le logiciel Matlab en faisant appel aux fonctions "Fmins" et "FitFun". Les courbes expérimentales et estimées du courant dans la phase (A) sont présentées sur les figures (a et b) suivant l'alignement du rotor sur l'axe (d) ou l'axe (q).



Temps en [s]

(a)



Temps en [s]

(b)

Fig.III.4. Réponse des courants expérimentaux et estimés suivant les axes d et q

Après calcul, on trouve : $L_d = L_q = 0.043 \text{ H}$

III.2.f. Détermination des paramètres mécaniques J_m et f

Pour mesurer le moment d'inertie (J_m), on a recours à la méthode dite de ralentissement [48]. Le moteur étant entraîné d'abord à une vitesse, puis on coupe l'alimentation statorique. On suit alors la courbe de ralentissement à partir de la vitesse initiale.

La tension d'alimentation étant supprimée, on a :

$$J_m \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r = 0 \tag{III.22}$$

La solution de cette équation différentielle s'écrit :

$$\Omega(t) = \left(\Omega_0 + \frac{C_r}{f} \right) e^{-\frac{f}{J}t} \tag{III.23}$$

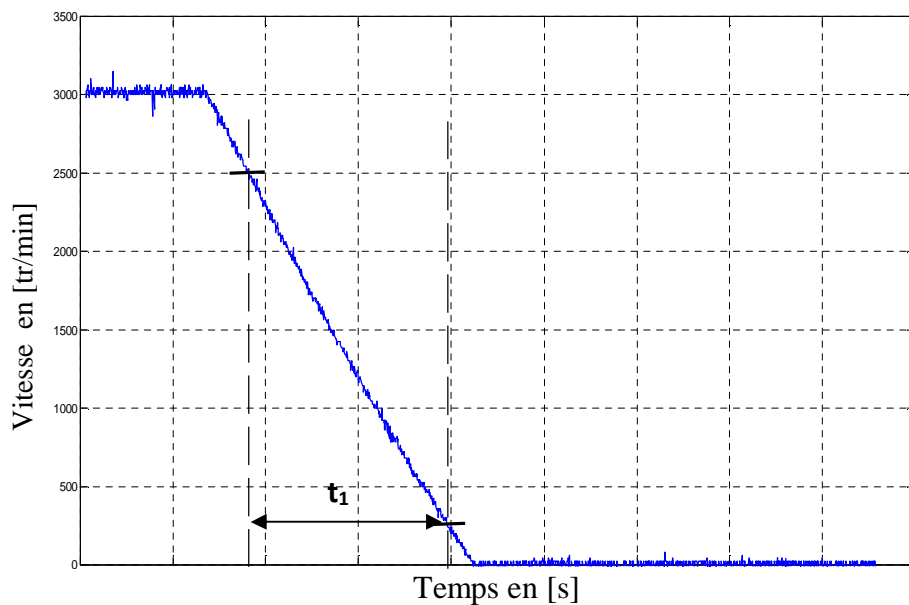
Un essai comparatif est effectué avec une inertie additionnelle (J_0), de valeur connue, centrée sur l'axe de rotation ($J_0 = 5.9 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2$). La dernière équation devient donc :

$$\Omega(t) = \left(\Omega_0 + \frac{c_r}{f} \right) e^{-\frac{f}{J+J_0}t} \quad (\text{III.24})$$

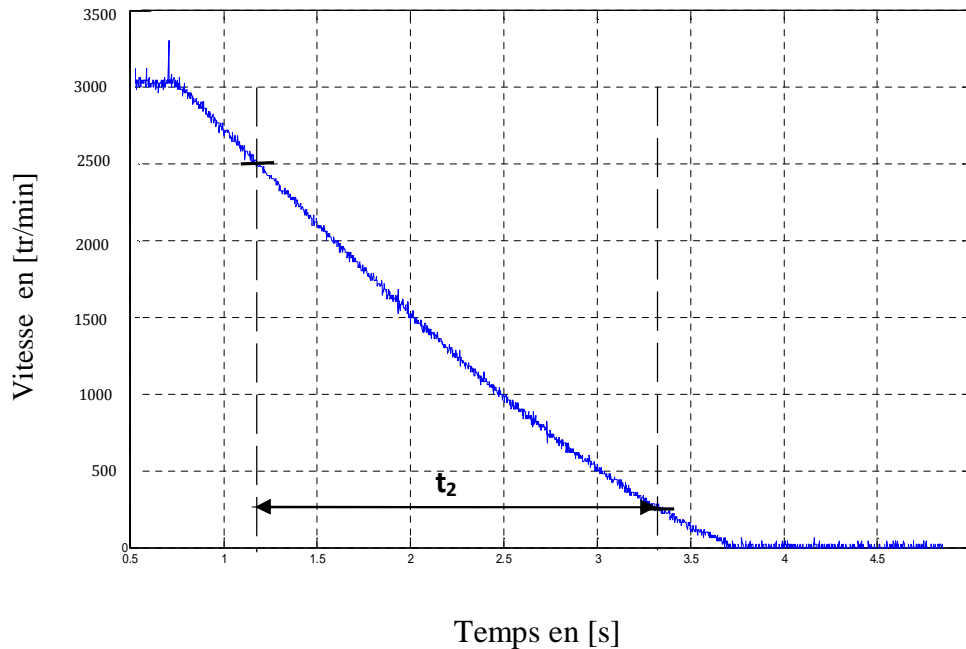
Si t_1 et t_2 sont respectivement les temps nécessaires pour atteindre la même vitesse (par exemple 10% de la vitesse initiale) on a :

$$J_m = J_0 \frac{t_1}{t_2 - t_1} \quad (\text{III.25})$$

La valeur du coefficient de frottement (f) est déduite facilement à partir de la pente de la courbe de ralentissement de la vitesse, égale à la constante mécanique $\tau_m = \frac{J_m}{f}$.



a) Courbe de ralentissement sans inertie additionnelle
Echelle : X=250 ms/div, Y=500tr/min/div



b) Courbe de ralentissement avec inertie additionnelle

Echelle : X= 1s/div ; Y=500tr/min/div

Fig.III.5. Détermination de l'inertie par l'essai de ralentissement sans et avec inertie additionnelle

Sur les deux courbes de ralentissement, on lit par exemple les valeurs des temps (t_1) et (t_2) nécessaires pour que la vitesse chute de 2500 tr/min à 250 tr/min respectivement sans et avec inertie additionnelle.

Après calcul, on trouve $J_m=0.0011 \text{ kg.m}^2$ et $f=5.7*10^{-4} \text{ N.m.s/rad}$

Les paramètres de la machine sont mentionnés dans le tableau suivant :

Puissance nominale : $P_n=250W$	Courant nominal : $I_n =0.6 A$
Vitesse nominale : $N=3000\text{tr}/\text{min}$	Inductance directe : $L_d=0.043 H$
Nombre de paire de pôles : $P=3$	Inductance en quadrature : $L_q=0.043 H$
Résistance statorique : $R_s=39.9 \Omega$	Inertie : $J_m= 0.0011 \text{ kg.m}^2$
Le flux permanent : $\Phi_f=0.1728 \text{ Wb}$	Frottement : $f= 0.000577 \text{ N.m.s/rad}$

Tableau II.2. Paramètres électriques et mécaniques du moteur étudié

Dans ce qui suit, nous présentons le banc d'essai utilisé pour tester la méthode de commande proposée et valider les résultats obtenus par simulation. Ce banc d'essai est composé d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension, un capteur de position (codeur), une charge, une unité de commande et enfin une maquette pour la commande.

Nous présentons l'ensemble des essais expérimentaux que nous avons effectué. Ils nous permettent de vérifier les résultats théoriques de simulation.

Les courbes expérimentales sont relevées pour différents modes de fonctionnement :

- Commande en vitesse
- Commande en position

III.3. PRESENTATION DU BANC EXPERIMENTAL

La figure (III.6) représente le matériel nécessaire aux travaux expérimentaux de la commande en vitesse/position d'une machine synchrone à aimants permanents.



Fig.III.6. Vue globale des principaux éléments du banc d'essai expérimental

Afin de comprendre le principe de fonctionnement du banc d'essai, nous présentons ici les différents éléments du banc de test :

III.3.a. Caractéristiques de la machine et sa charge

La machine utilisée est une machine synchrone à aimants permanents à rotor lisse (fig.III.6.a) ayant les caractéristiques principales suivantes :

- Un stator monté en étoile, avec un neutre non connecté
- Un rotor supportant des aimants permanents de type Néodyme-Fer-Bore, sans pièces polaires.
- Un capteur de position de type codeur incrémental.

Les paramètres électriques et mécaniques de la machine ont été identifiés dans la première partie de ce chapitre.

La charge est une machine synchrone à aimants permanents de 2.6 kW de puissance, associée à une unité de commande, permettant de régler la valeur du couple résistant (fig.III.6.b).

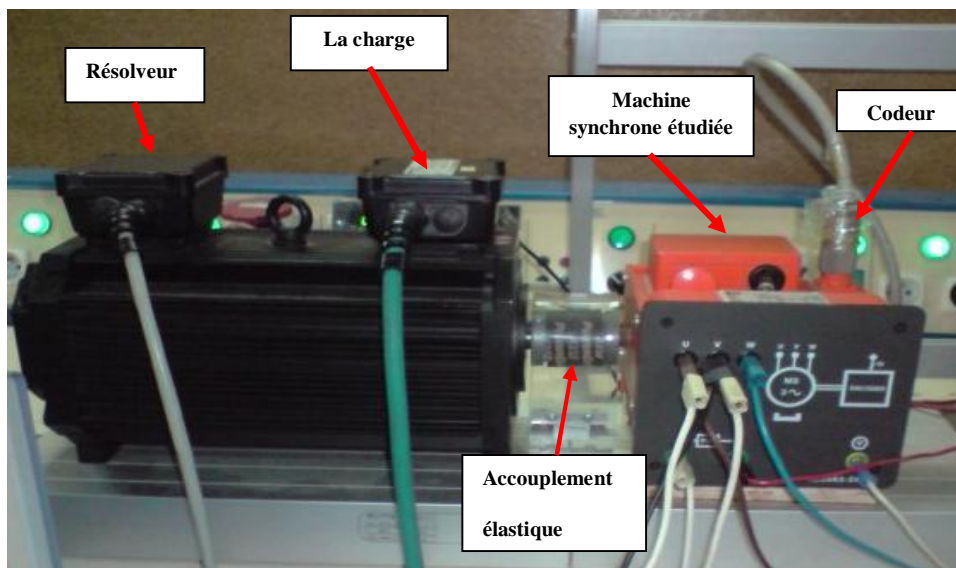


Fig. III.6.a. Vue générale de la machine synchrone à aimants permanents et de sa charge

III.3.b. Unité de commande du groupe frein-moteur

Elle sert exclusivement au fonctionnement de la machine autopilotée. Ces deux appareils (unité de commande et la charge) étant combinés, il est possible de réaliser des expériences sur les machines électriques, dans les quatre quadrants.

Elle est caractérisée par :

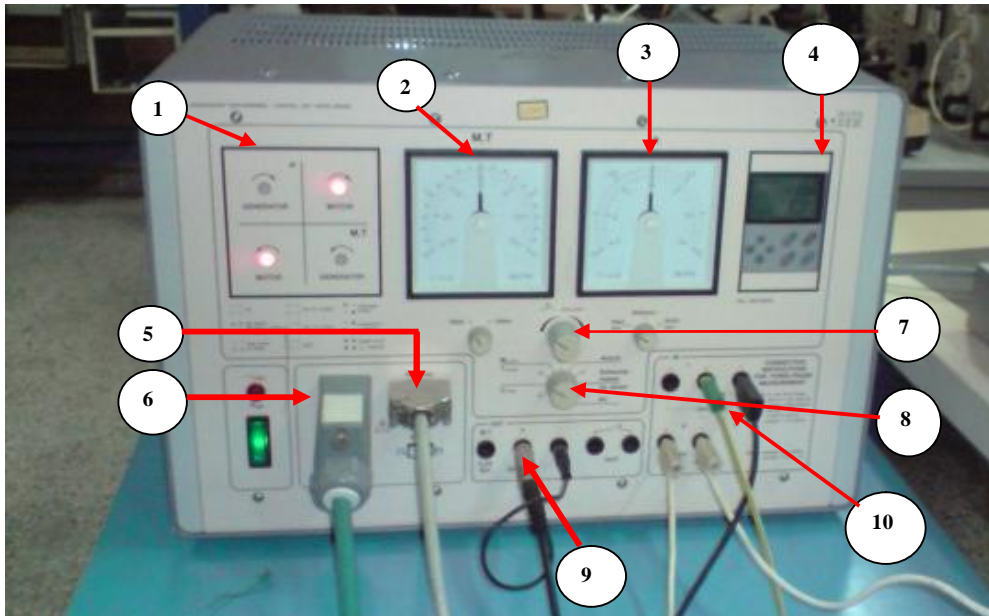


Fig. III.6.b. Unité de commande du groupe frein-moteur

- (1) Moniteur à quatre quadrants pour l'affichage, entre autre, de l'état de fonctionnement
- (2) Instrument d'affichage à aiguille avec zéro central (couple réglable de 0 à 23 Nm), il comprend deux gammes de mesure.
- (3) Instrument d'affichage à échelle circulaire sur 270° avec zéro central (vitesse de rotation réglable entre ± 5000 tr/min), il dispose de trois gammes de mesure.
- (4) Affichage numérique de la valeur de vitesse et du couple.
- (5) Raccord pour les signaux de mesure de la machine autopilotée.
- (6) Raccord pour l'alimentation électrique vers la machine autopilotée
- (7) Potentiomètre incrémental avec fonction bouton-poussoir
- (8) Sélecteur du mode de fonctionnement
- (9) Sorties analogiques de signaux normalisés de la vitesse et du couple pour la connexion d'un enregistreur XY ou de la plaque d'affichage externe.
- (10) Douille d'entrée pour la saisie du courant sur la machine à étudier.

La description détaillée de l'unité de commande et de ces éléments est jointe à l'annexe A.

III.3.c. Maquette de contrôle (MasterControl MC6000)

Elle est destinée à la commande et au contrôle de la vitesse, de la position et du couple des machines électriques (machines synchrones à aimants permanents et machines asynchrones).

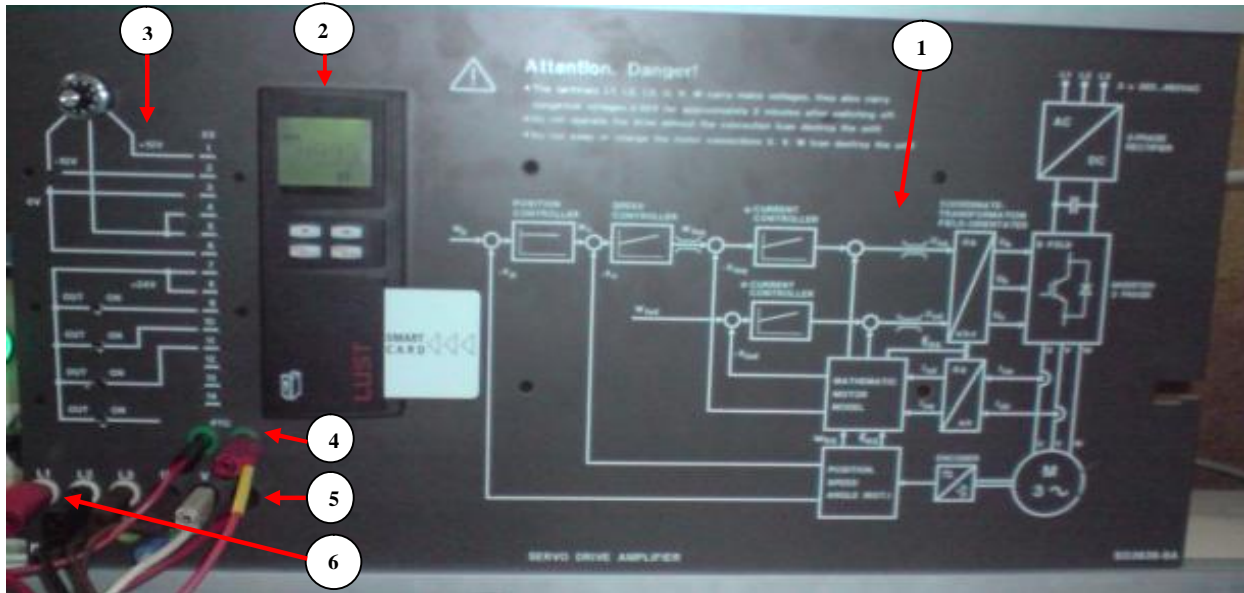


Fig. III.6.c: Maquette de contrôle (MC6000)

Elle présente les avantages suivants :

- Une seule maquette de contrôle pour les deux moteurs (synchrone et asynchrone).
- Stockage et coût des pièces de rechange réduits.
- Encombrement de l'armoire réduit

Machine asynchrone	Machine synchrone à aimants permanents
<ul style="list-style-type: none"> - Large plage de vitesse à puissance constante maximale. - Maintenance facile 	<ul style="list-style-type: none"> - Conception compacte, sans pertes rotoriques. - Faible moment d'inertie du rotor - Excellente réponse dynamique - Très grande précision du contrôle du couple

Tableau III.1. Avantages de la maquette de commande de la machine synchrone et asynchrone

Cela nous donne la capacité de créer la solution idéale, tant en termes technique qu'économique.

Les principaux éléments constituant la maquette sont :

La maquette de contrôle peut être exploitée en trois modes : contrôle du couple, de la vitesse et de la position. Elle possède trois circuits de contrôle qui se superposent (voir le diagramme de la figure (III.6.d)).

Ø Partie puissance : Elle est constituée de:

- un redresseur en pont de diodes, assurant la conversion de la tension alternative venant du réseau en tension continue, associé à un filtre (LC) pour le lissage de la tension de sortie.
- Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs sont des transistors MOSFET. La stratégie de modulation employée est basée sur la Modulation de Largeur d'Impulsion MLI, avec une porteuse de fréquence f_m de 16 kHz.

La partie commande est constituée de trois circuits de contrôle (fig.III.6.d), de trois régulateurs proportionnel Intégral PI (deux pour la régulation des courants directs (i_d) et en quadrature (i_q) et le troisième sert au réglage de la vitesse) et un régulateur proportionnel (P) pour le contrôle de la position.

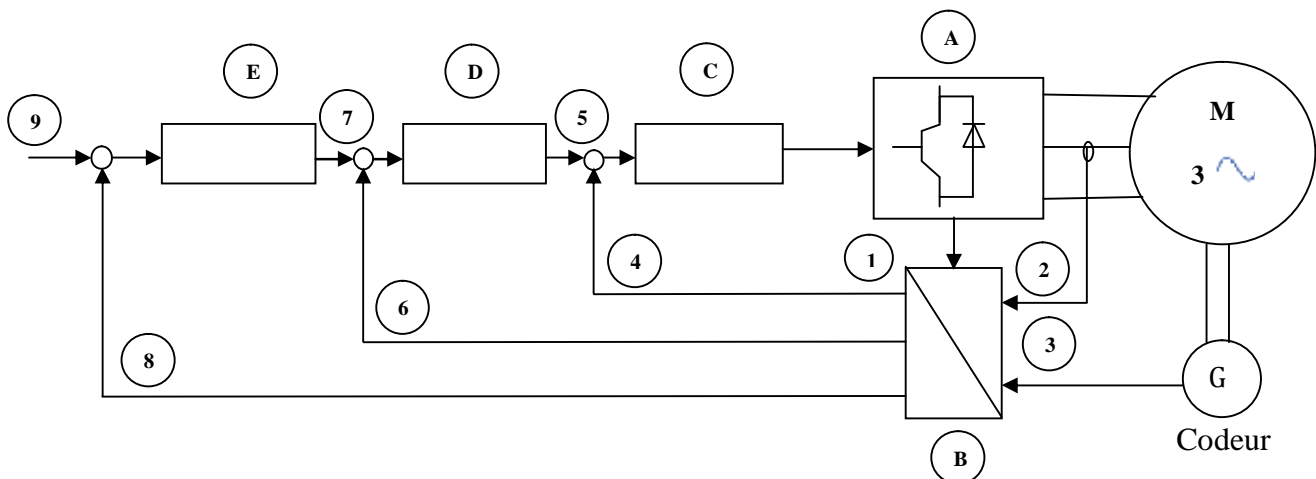


Fig. III.6.d. Diagramme de la commande vectorielle donné sur la maquette de commande

La nomenclature est donnée dans le tableau suivant :

A	partie puissance	D	contrôle de la vitesse
B	traitement des valeurs réelles	E	contrôle de la position
C	contrôle du couple	5	valeur du couple de référence
1	capteur de tension	6	valeur de la vitesse réelle
2	capteur du courant	7	valeur de la vitesse de référence
3	signal de la position et de la vitesse	8	valeur de la position réelle
4	valeur du couple réel	9	valeur de la position de référence

Tableau III.2. Nomenclature du diagramme de la commande vectorielle donné sur la maquette de commande

Ø Clavier (de type KP100): Il est très simple d'utiliser le contrôleur (MC6000) et régler ses paramètres en utilisant le clavier KP100. Il est constitué de :

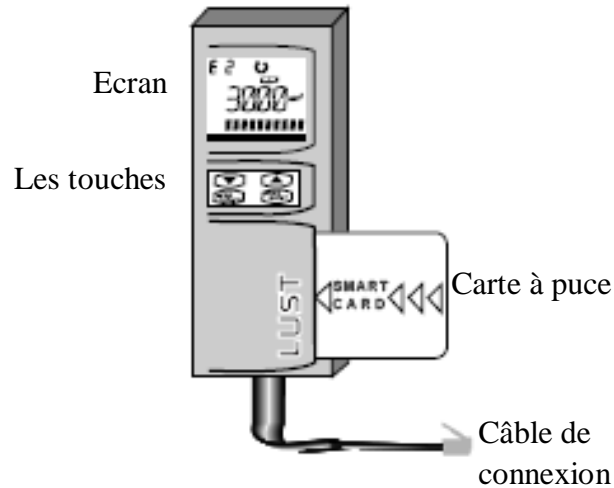


Fig.III.6.e. Clavier KP100

- Un écran rétro-éclairé qui affiche (voir le tableau (III.2)) :

L'écran affiche	VAL	PARA	CTRL	CARD
description	valeur	paramètre	contrôle	carte
fonction	Afficher les valeurs	Modifier les paramètres	Commande du moteur à étudier	Carte à puce Lecture/écriture

Tableau III.3. Différentes fonctions du clavier (KP100)

- Deux touches pour afficher ou changer les valeurs
- Une carte à puce qui nous permet de lire ou d'enregistrer les paramètres du moteur étudié.
- Un câble de connexion
- Sorties et entrées analogiques
- Capteur de température (type thermistance CTP) connecté au moteur: Si la température du moteur dépasse une certaine valeur, un message d'erreur s'affiche sur l'écran du clavier.
- Bornes de connexion au moteur (Phases U, V, W et la mise à la terre PE)
- L'alimentation de la maquette de contrôle par le réseau triphasé se fait via les bornes (L1, L2 et L3).

III.3.d. Oscilloscope numérique (type Tektronix TDS 2014B): Branché directement à l'unité de commande afin d'enregistrer les courbes de la vitesse et du couple de charge.

III.3.e. Ampèremètre: Pour vérifier le courant du moteur étudié.

A l'aide d'un oscilloscope numérique, nous avons enregistré les courbes de vitesse et du couple de charge suivantes :

a- Commande en vitesse



Fig.III.7. Vitesse de rotation nominale (3000 tr/min) à vide

Pour toutes les courbes, Nous avons opté sur l'unité de commande les échelles suivantes :
 $1\text{v} \rightarrow 1000\text{tr/min}$ (pour la vitesse) et $1\text{v} \rightarrow 1\text{Nm}$ (pour Cr)

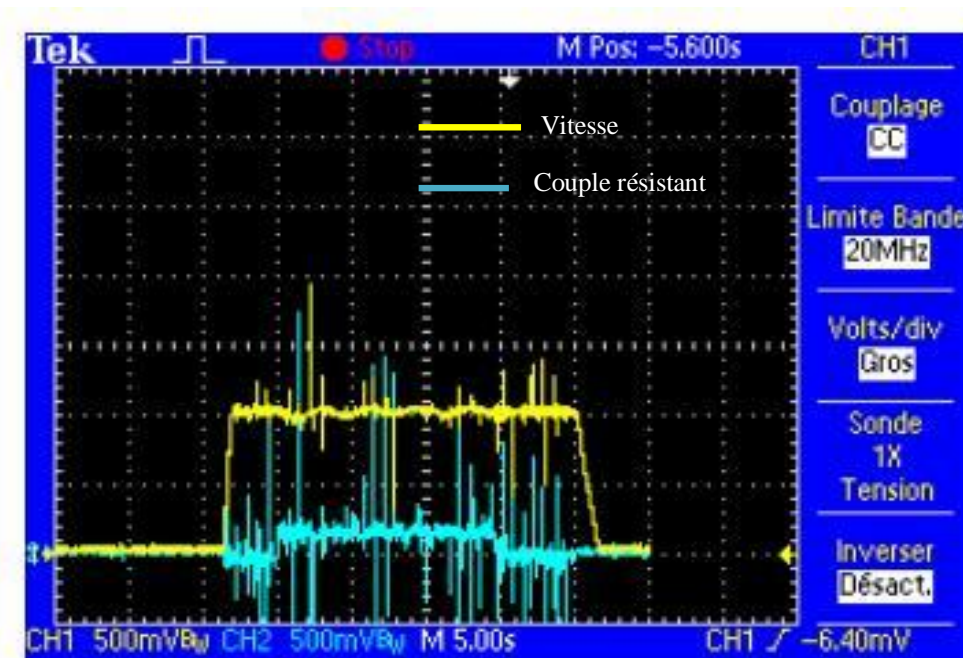


Fig.III.8. Vitesse de rotation 1000 tr/min avec application du couple résistant $Cr = 0.5 \text{ Nm}$ à

$$t = 16\text{s}$$

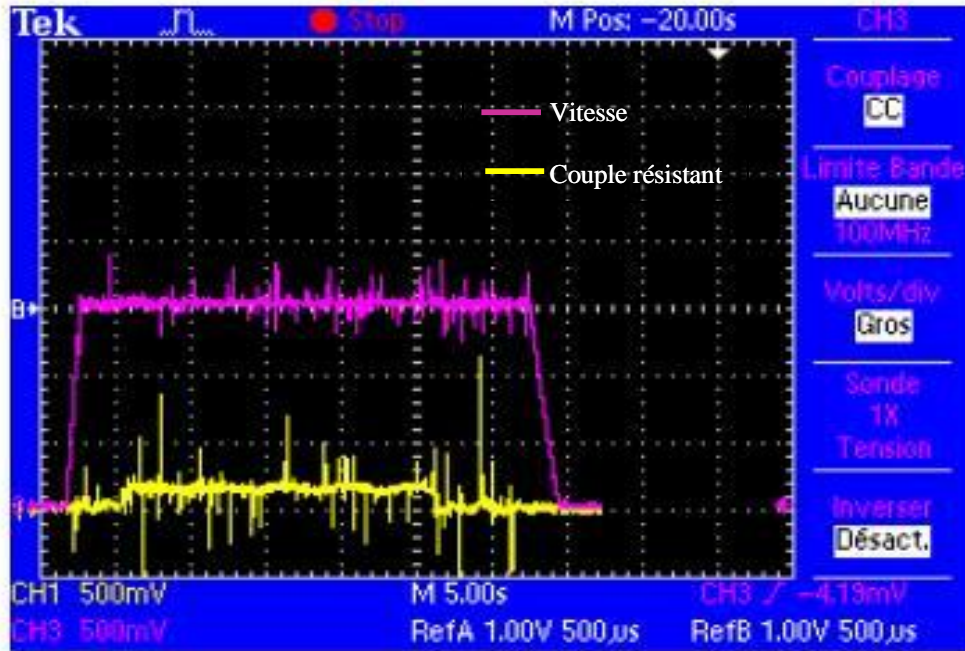


Fig.III.9. Vitesse de rotation 1500 tr/min avec application du couple résistant $Cr = 0.5 \text{ Nm}$ à $t = 6s$

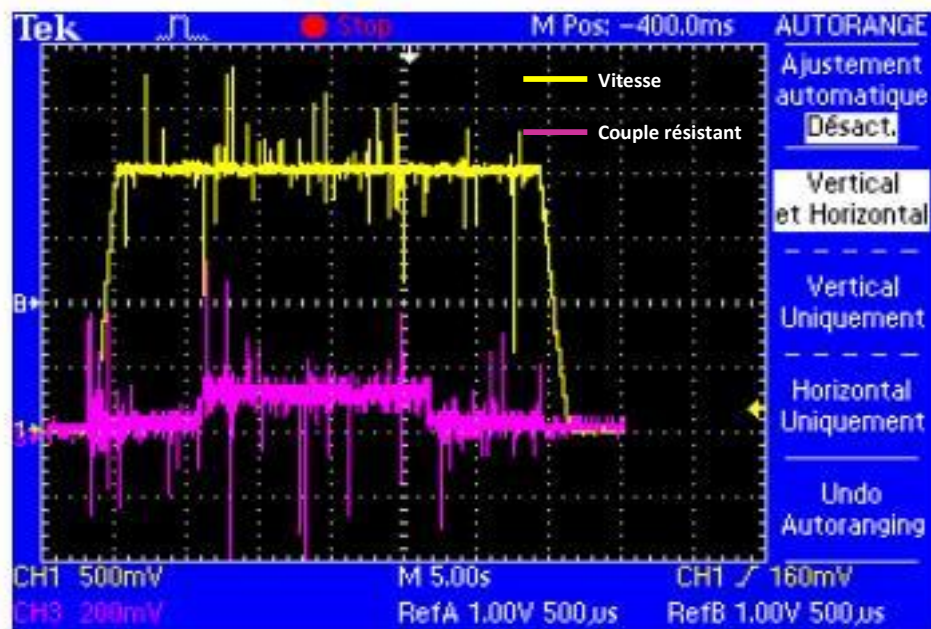


Fig.III.10. Vitesse de rotation 2000 tr/min avec application du couple résistant $Cr = 0.5 \text{ Nm}$ à $t = 12s$

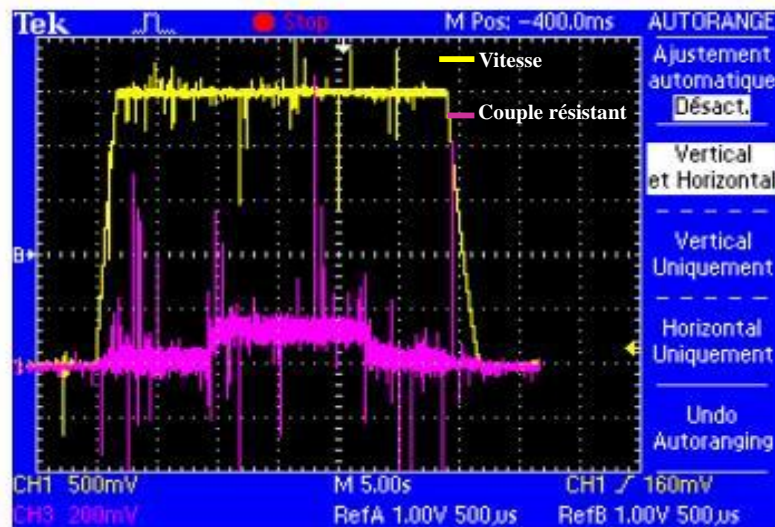


Fig.III.11. Vitesse de rotation 2500 *tr/min* avec application du couple résistant

$$Cr = 0.5 \text{ Nm à } t = 14\text{s}$$

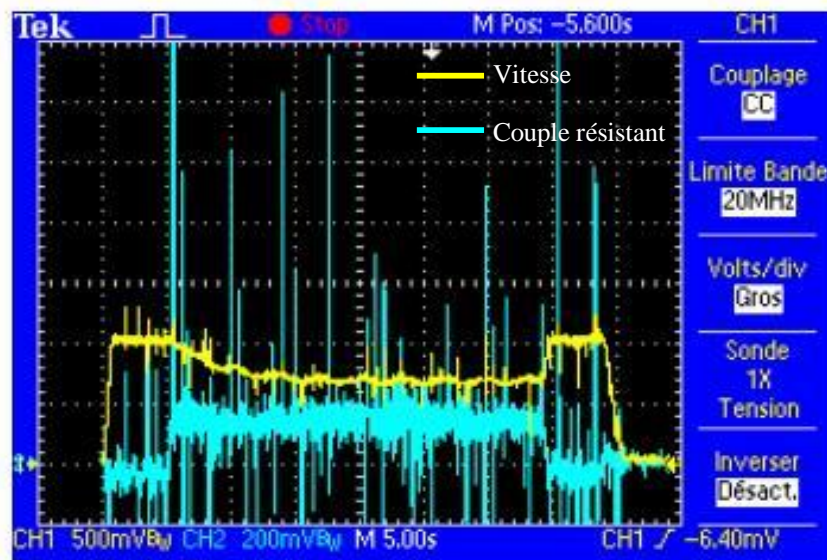


Fig.III.12. Vitesse de rotation 1000 *tr/min* avec application du couple résistant $Cr = 0.9 \text{ Nm}$

($Cr > C_{em}$ du moteur étudié).

Sur la courbe de la figure (III.12), nous avons appliqué un couple de charge qui dépasse le couple nominal du moteur synchrone à aimants permanents. Dans ce cas, nous avons enregistré la diminution de la vitesse et l'augmentation du courant, et si l'on continue on provoquera l'échauffement et l'arrêt du moteur. On peut conclure que le couple de charge doit être inférieur au couple nominal du moteur pour que les régulateurs puissent agir correctement.

b- Commande en position

En gardant toujours la même échelle pour la vitesse que précédemment et pour différentes valeurs de la position, nous avons enregistré sur l'oscilloscope les courbes de vitesse suivantes :

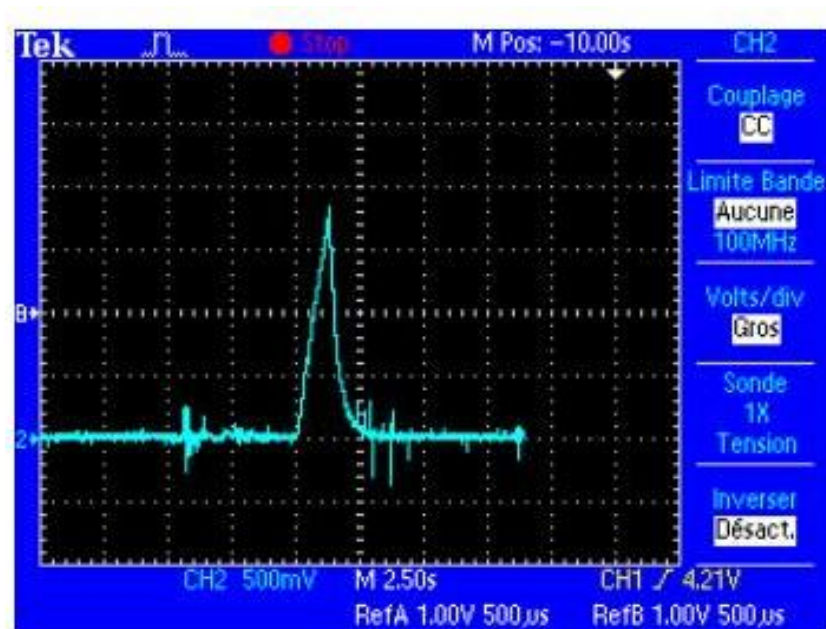


Fig.III.13. Vitesse enregistrée pour la commande en position de 30 rd.

En intégrant cette vitesse, nous obtenons la courbe de position suivante :

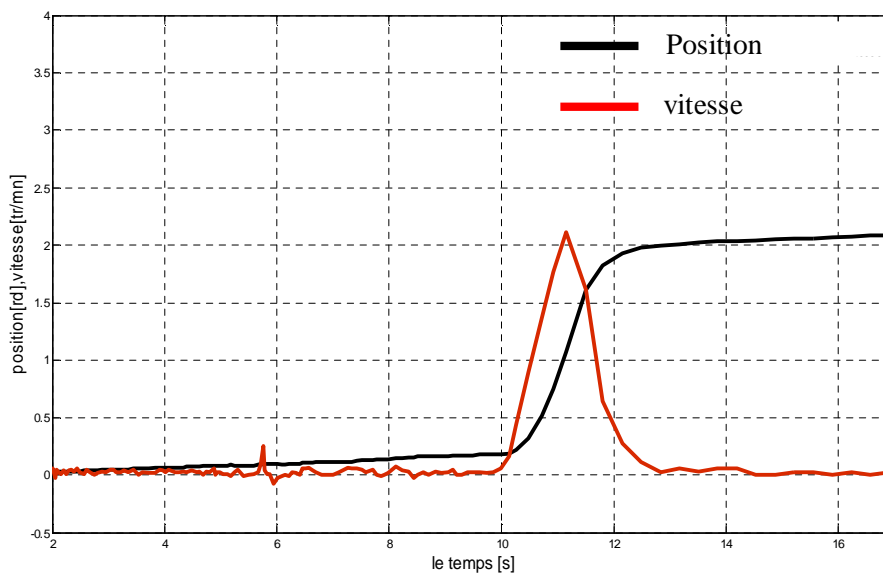


Fig.III.14. Commande expérimentale de la position à 30 rd.

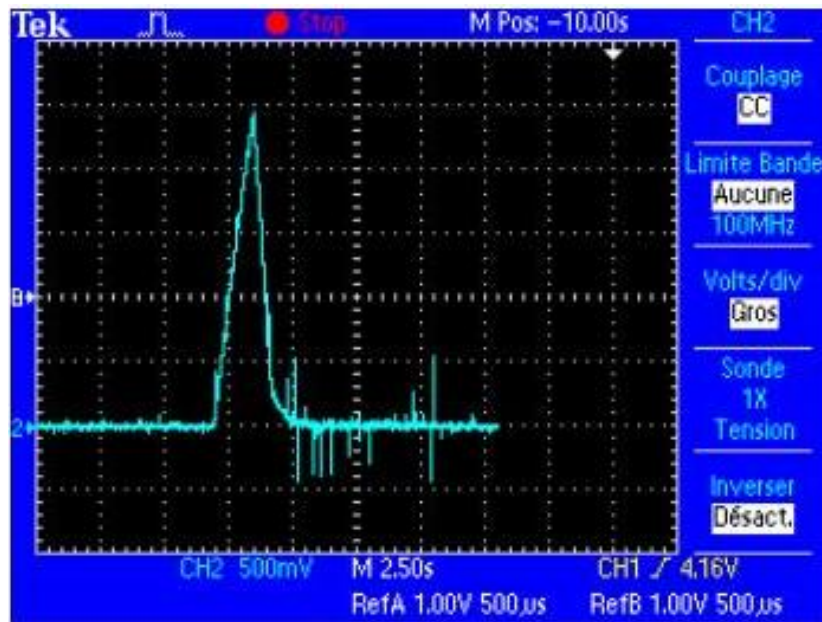


Fig.III.15. Vitesse enregistrée pour la commande en position de 50 rd.

En intégrant cette vitesse, nous obtenons la courbe de la position suivante :

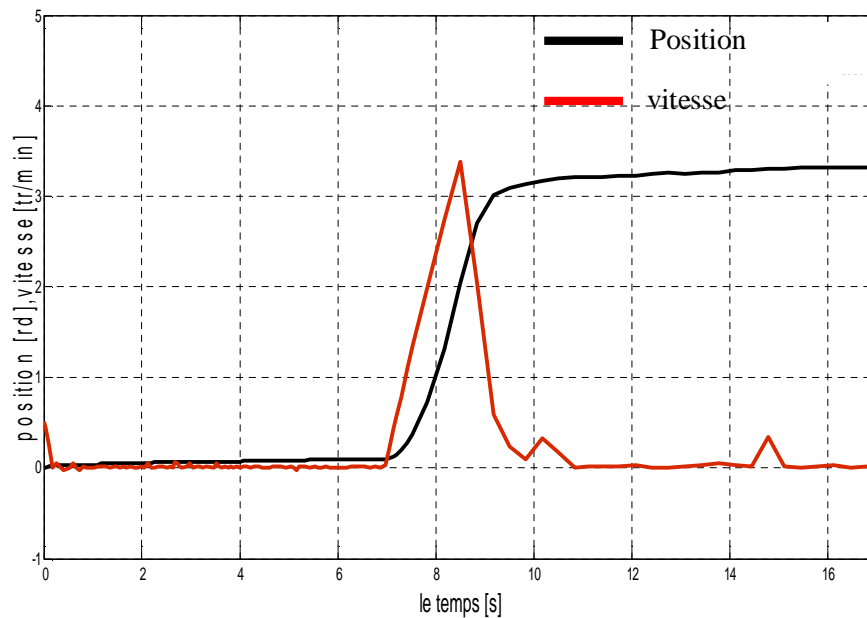


Fig.III.16. Commande expérimentale de la position à 50 rd.

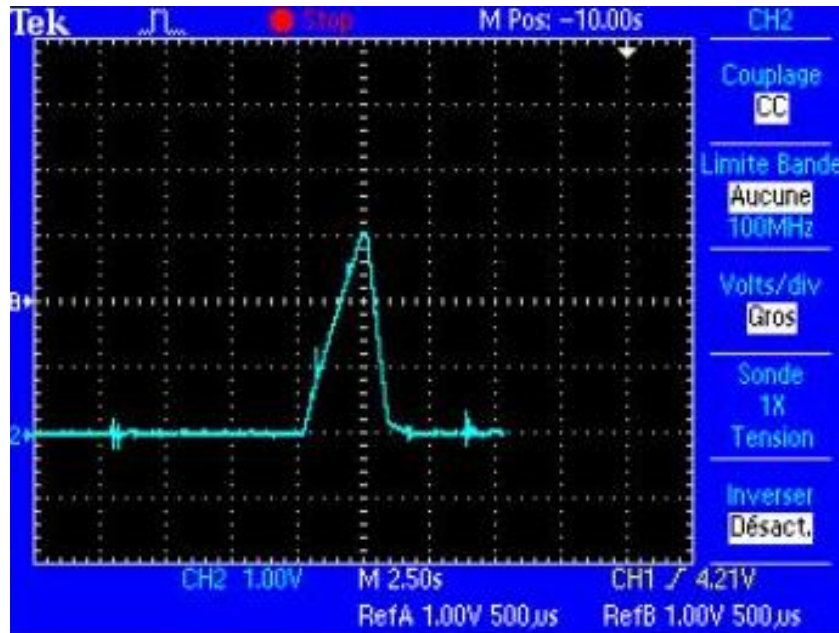


Fig.III.17. Vitesse enregistrée pour la commande en position de 90 rd .

En intégrant cette vitesse, nous obtenons la courbe de la position suivante :

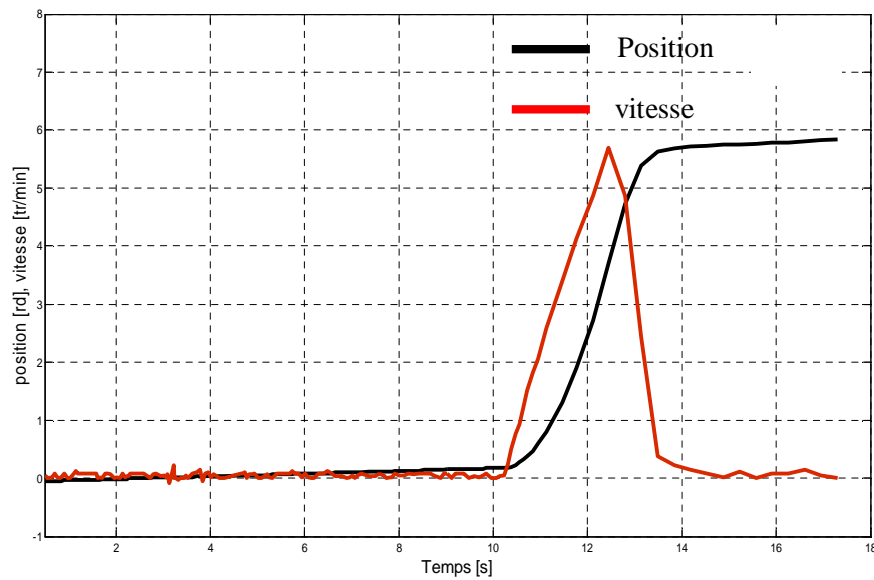


Fig.III.18. Commande expérimentale de la position à 90 rd .

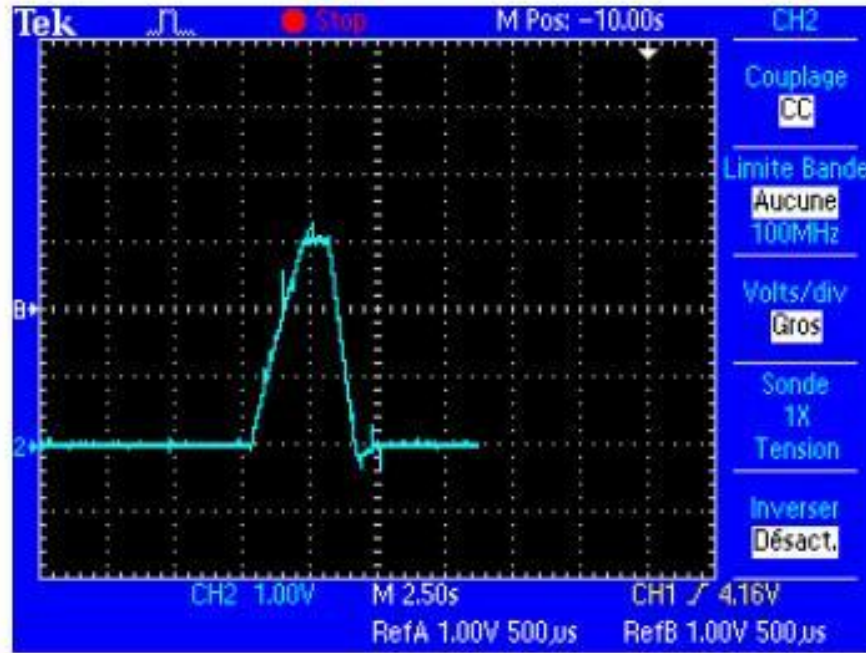


Fig.III.19. Vitesse enregistrée pour la commande en position de 120 rd.

En intégrant cette vitesse, nous obtenons la courbe de la position suivante :

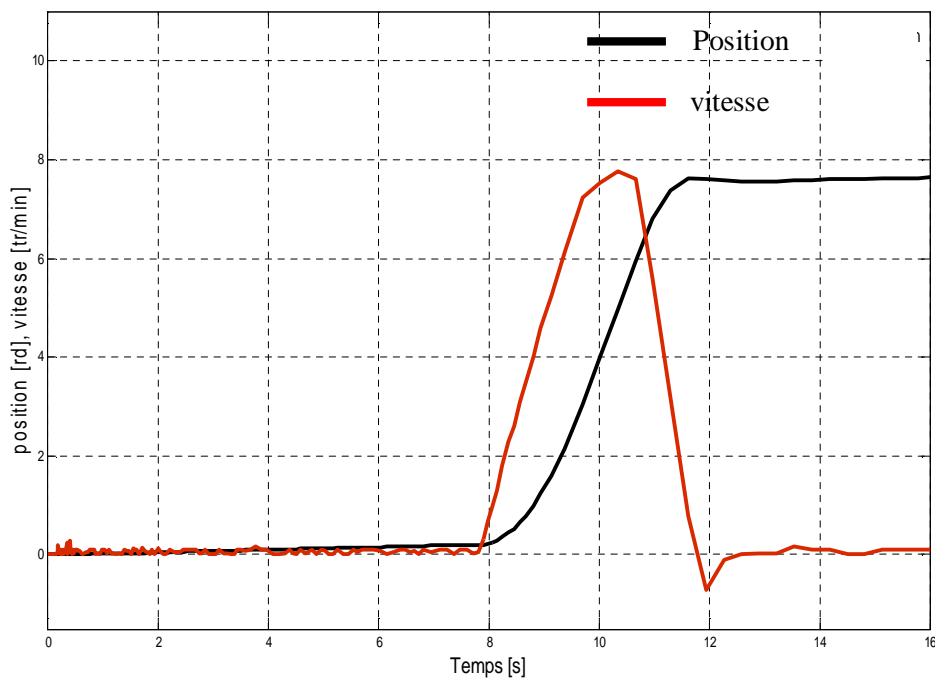


Fig.III.20. Commande expérimentale de la position à 120 rd.

III.4. CONCLUSION

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté une méthode d'identification des paramètres électriques et mécaniques de la MSAP basée sur des essais de mise en œuvre facile, mais présentant les contraintes suivantes : inaccessibilité du point neutre et du courant d'excitation, ignorance des formes géométriques et la nature des aimants, existence ou non d'enroulements amortisseurs. Dans la deuxième partie nous avons présenté les éléments du banc expérimental ainsi que les différentes courbes obtenues de la commande en vitesse et en position.

Enfin, la validation des résultats théoriques de la commande en vitesse et en position se fera, par comparaison avec des résultats expérimentaux obtenus est donnés dans le chapitre suivant.

Chapitre IV

Validation expérimentale

IV.1. INTRODUCTION

Ce chapitre est dédié à la validation des résultats théoriques obtenus au (chapitre II). A cet effet, nous exploitons le banc d'essai présenté précédemment afin de pouvoir comparer les résultats expérimentaux avec ceux obtenus par simulation pour une commande en vitesse et en position de la machine synchrone à aimants permanents. L'objectif étant de valider les allures de vitesse et de position issues de la commande vectorielle en boucle fermée.

IV.2. INFLUENCE DE L'ACCOUPLLEMENT ELASTIQUE SUR LE SYSTEME A DEUX MASSES

Dans de nombreux secteurs industriels tels que la robotique, les machines outils, le forage ou plus simplement les périphériques pour l'informatique, la précision des entraînements mécaniques demeure encore et pose toujours un problème pour l'accroissement des performances exigées. Les réducteurs, les courroies et les accouplements ajoutent des jeux, des glissements ou encore des élasticités entre les masses en mouvement. Ces imperfections accroissent les contraintes lors de la conception de l'asservissement, notamment lorsque les exigences dynamiques ou les précisions requises sont élevées. De nombreux phénomènes sont ainsi ajoutés au comportement de la charge par la succession d'éléments mécaniques nécessaires à l'obtention d'une chaîne réalisable [48].

Toutefois, l'amélioration du couple de la MSAP permet aujourd'hui le couplage direct de la machine avec la charge, et permettant ainsi de pallier ce problème en supprimant les éléments de transmission afin d'obtenir un entraînement direct. En contrepartie, les paramètres de la charge tels que l'inertie, les frottements, ne sont plus amoindris ou amortis et doivent être considérés.

Une des principales causes limitant les performances des entraînements, présente dans tous les systèmes industriels cités, est la flexibilité de l'entraînement en lui-même. Cette flexibilité est générée fréquemment par deux éléments [49]

- Un accouplement élastique : Cet élément présent sur tous les accouplements directs, a pour but de remédier à un défaut d'alignement entre deux axes (dans notre cas, le moteur et la charge).
- La présence d'un entrefer entre les deux masses.

Dans ce cas, le schéma du système à deux masses se présente comme suit:

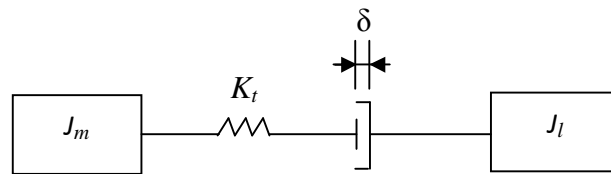


Fig. IV.1. Schéma mécanique de calcul du système à deux-masses
avec accouplement élastique et entrefer

Avec :

δ : l'épaisseur de l'entrefer

K_t : Constante de rigidité en torsion

La présence de l'entrefer rend le système non-linéaire. Son calcul devient plus complexe. Souvent on utilise le schéma mécanique à deux masses sans entrefer [50], représenté comme suit :

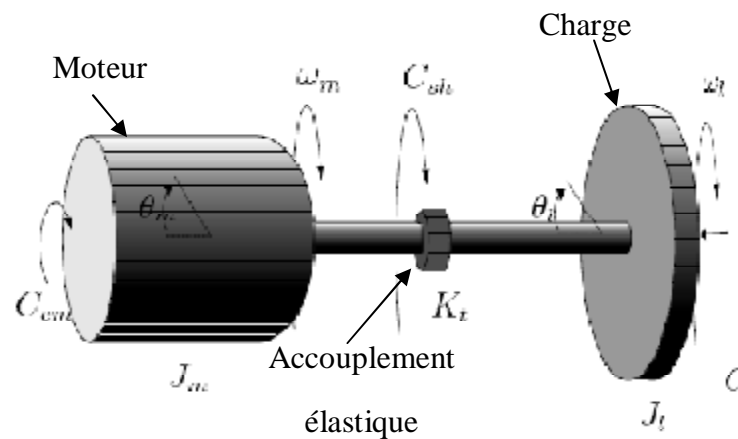


Fig. IV.2. Système à deux-masses avec accouplement élastique

La figure (IV.2) illustre la charge mécanique proposée. Une machine synchrone met en mouvement une charge mécanique variable au travers d'un accouplement élastique. La charge mécanique est du type inertielle avec un frottement visqueux.

La structure mécanique montrée sur la figure (IV. 2) peut être modélisée par un système de type deux masses tournantes couplées entre-elles par un accouplement élastique. La première masse représente le moteur synchrone et la deuxième la charge mécanique.

En analysant le système décrit par la figure (IV.2) nous distinguons, d'une part, la vitesse de rotation angulaire ω_m , la position angulaire θ_m et le moment d'inertie J_m du moteur; et d'autre part, les grandeurs correspondantes ω_l , θ_l et J_l de la charge entraînée. La constante de rigidité en torsion K_t tient compte de l'élasticité de l'accouplement élastique et de l'arbre de transmission. Nous considérons ce système comme linéaire, ni le phénomène de jeu, ni d'éventuels frottements non-linéaires ne sont introduits dans ce modèle, car cette étude se concentre surtout sur le phénomène mécanique de l'élasticité.

Les équations qui représentent la dynamique du système à deux masses s'écrivent [48], [54]:

$$\begin{cases} J_m \frac{d\omega_m}{dt} = -f_m \omega_m - C_{sh} + C_{em} \\ J_l \frac{d\omega_l}{dt} = -f_l \omega_l + C_{sh} - C_l \end{cases} \quad (IV.1)$$

Où C_{sh} traduit le couple transmis à l'arbre, C_l le couple résistant dû à la charge entraînée et C_{em} le couple moteur.

Le couple transmis C_{sh} dépend de la torsion de l'accouplement élastique. Il est proportionnel à la différence entre les positions angulaires θ_m et θ_l , où intervient la constante de rigidité en torsion K_t à savoir :

$$C_{sh} = K_t(\theta_m - \theta_l) = K_t \cdot \Delta\theta \quad (IV.2)$$

Cette expression est seulement valable dans le cas où la loi de Hooke est valable (K_t constante). En plus, nous négligeons l'amortissement sur la torsion. En effet, ce dernier est en général très faible.

A $t = 0$, comme aucun couple n'est créé par le système, celui-ci est à l'arrêt : $\omega_m = \omega_l = \Delta\theta = 0$. Les positions étant les intégrales de la vitesse, afin de respecter le système d'équations (IV.1), les constantes créées lors de l'intégration sont donc nulles ou égales pour amener un $\Delta\theta$ nul. En conclusion, (IV.2) devient :

$$C_{sh} = K_t \cdot \Delta\theta = K_t \int_0^t (\omega_m - \omega_l) dt \quad (IV.3)$$

Pour les positions angulaires nous avons les relations suivantes :

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_l}{dt} = \omega_l \quad (\text{IV.4})$$

A noter que pendant les régimes transitoires, tels que le démarrage du moteur synchrone, les perturbations de charge, l'inversion du sens de rotation, etc..., les positions angulaires du moteur θ_m et de la charge θ_l ne sont plus égales.

IV .3. INFLUENCE DU TEMPS MORT

En électronique de puissance, les qualités recherchées relatives à un composant de puissance sont [53]:

- Un courant quasi-nul à l'état bloqué (interrupteur ouvert)
- Une tension quasi-nulle à l'état passant (interrupteur fermé)
- Une durée très courte de commutation, c'est-à-dire de passage entre les deux états.

Or, nous savons que les commutations des transistors ne sont pas instantanées : leurs mises en conduction et leur blocage surviennent avec un certain délai par rapport à la commande reçue.

Le temps mort produit une déformation du vecteur tension de phase qui est appliqué au stator du moteur synchrone. Pendant le temps mort, la tension (V_s) de chaque phase du moteur semble être flottante, néanmoins les diodes conduisent. La conduction des diodes dépend du sens du courant pendant le changement d'état du transistor [51], [52].

Les caractéristiques dynamiques d'un interrupteur réel peuvent être schématisées comme l'indique la figure (IV.3). A l'état ouvert, le composant est soumis à la tension (V_M). A l'état fermé, il est traversé par le courant (I_M).

Avec :

V_M : Tension maximale aux bornes du composant à l'état ouvert.

I_M : Courant maximal qui traverse le composant à l'état fermé.

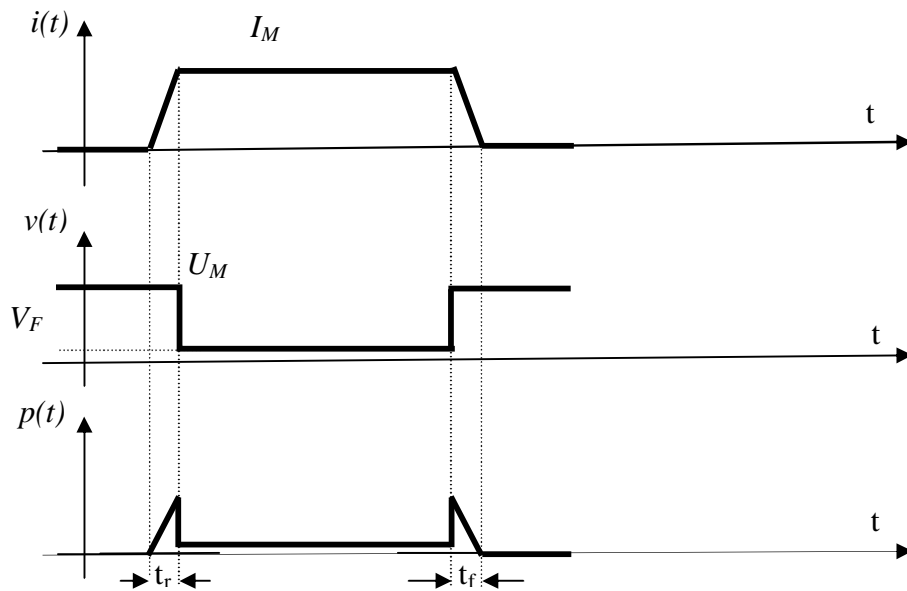


Fig. IV. 3. Caractéristique dynamique de l'interrupteur réel

En notant:

- t_{dr} : Temps de retard à la montée, entre le début de la commande et l'obtention du début de la montée du courant.
- t_{df} : Temps de retard à la descente, entre le début de la commande et l'obtention du début de la descente du courant .
- t_{on} : Durée totale de la commutation entre le début de la commande du composant à la fermeture et l'obtention à 90% du courant à l'état conducteur de l'interrupteur.
- t_{off} : Durée totale de la commutation entre le début de la commande du composant à l'ouverture et l'obtention à 10% du courant à l'état conducteur de l'interrupteur.

On détermine généralement un composant ayant des valeurs faibles de t_{on} et de t_{off} faibles (inférieures à la micro-seconde, si possible).

On obtient les relations suivantes [53] :

$$\begin{aligned} t_{on} &= t_{dr} + t_r \\ t_{off} &= t_{df} + t_f \end{aligned} \quad (\text{IV.5})$$

Si la commande de l'interrupteur est périodique de période (T), on peut déterminer la puissance moyenne dissipée par commutation à la fermeture et à l'ouverture.

Si on prend l'origine des temps au début d'une fermeture, l'expression du courant est :

$$i(t) = I_M \frac{t}{t_r}, \text{ avec } V = V_M \text{ durant cette commutation.}$$

L'énergie dissipée dans le composant lors de la montée du courant est donnée par :

$$W_r = \int_0^{t_r} I_M \frac{t}{t_r} V_M dt = \frac{1}{2} I_M V_M t_r \quad (\text{IV.6})$$

De même, pour la descente du courant, on trouve :

$$W_f = \frac{1}{2} I_M V_M t_f \quad (\text{IV.7})$$

Les pertes de puissance moyenne par commutation valent donc :

$$P_c = \frac{W_r + W_f}{T} = \frac{1}{2} I_M V_M \frac{t_r + t_f}{T} \quad (\text{IV.8})$$

La chute de tension dans le composant réel à l'état de fermeture est notée V_F . Aux pertes par commutation, s'ajoutent les pertes de puissance à l'état de conduction. Elles dépendent de la durée de conduction du composant par rapport à la période. En valeur maximale, elles valent :

$$P_F = I_M V_F \quad (\text{IV.9})$$

Etant donné la complexité de l'étude théorique, en intégrant le temps mort due aux composants de l'onduleur et l'élasticité de l'accouplement du système à deux masses, les résultats théoriques présentés ci-dessous ne tiennent pas compte de ces deux phénomènes.

Par contre, nous avons pris en considération le moment d'inertie de la charge qui est très grand par rapport à celui du moteur étudié :

$$J_t = J_m + J_l$$

Avec :

J_t : moment d'inertie sommaire (moteur et charge)

J_l : moment d'inertie de la charge

J_m : moment d'inertie du moteur étudié

IV.4. VALIDATION DES RESULTATS OBTENUS DE LA COMMANDE EN VITESSE/POSITION DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

IV.4.a. Validation de la commande en vitesse

La figure (IV.4. a) présente les courbes de vitesses de consigne, théorique et vitesses obtenues expérimentalement. Les essais expérimentaux sont réalisés pour quatre différentes valeurs de vitesses de consigne : (104, 157, 209 et 262) rad/s, en vue de comparer les résultats expérimentaux à ceux obtenus par simulation.

Pour différentes vitesses de référence, nous avons obtenu les résultats illustrés par les figures suivantes :

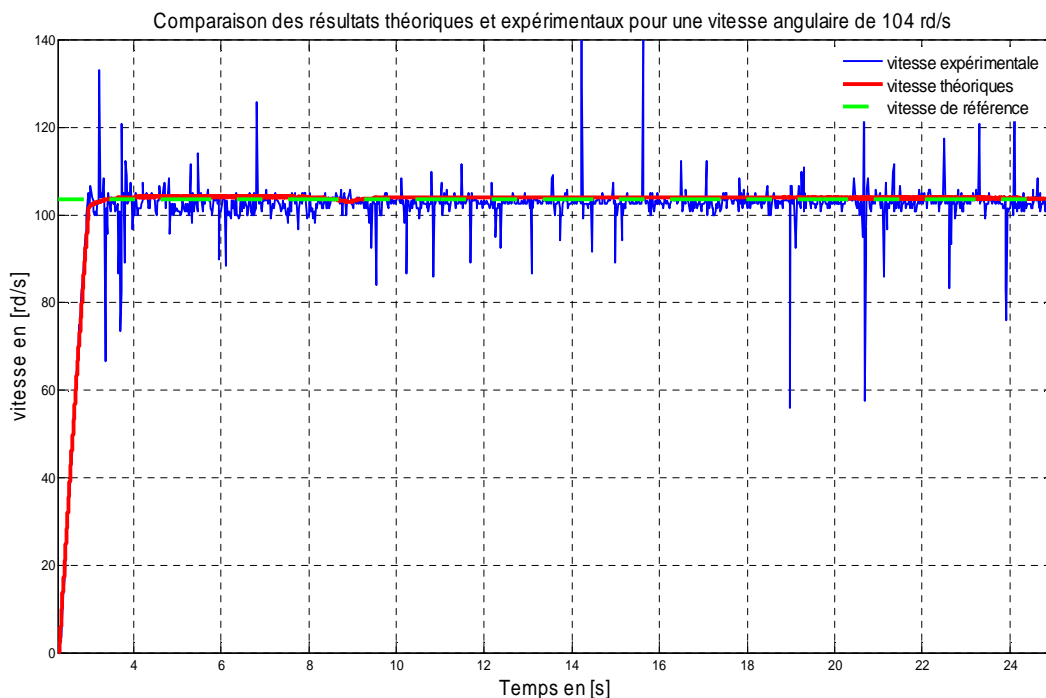


Fig. IV. 4. a.1. Démarrage à vide de la MSAP avec application de couple de charge à $t= 8s$

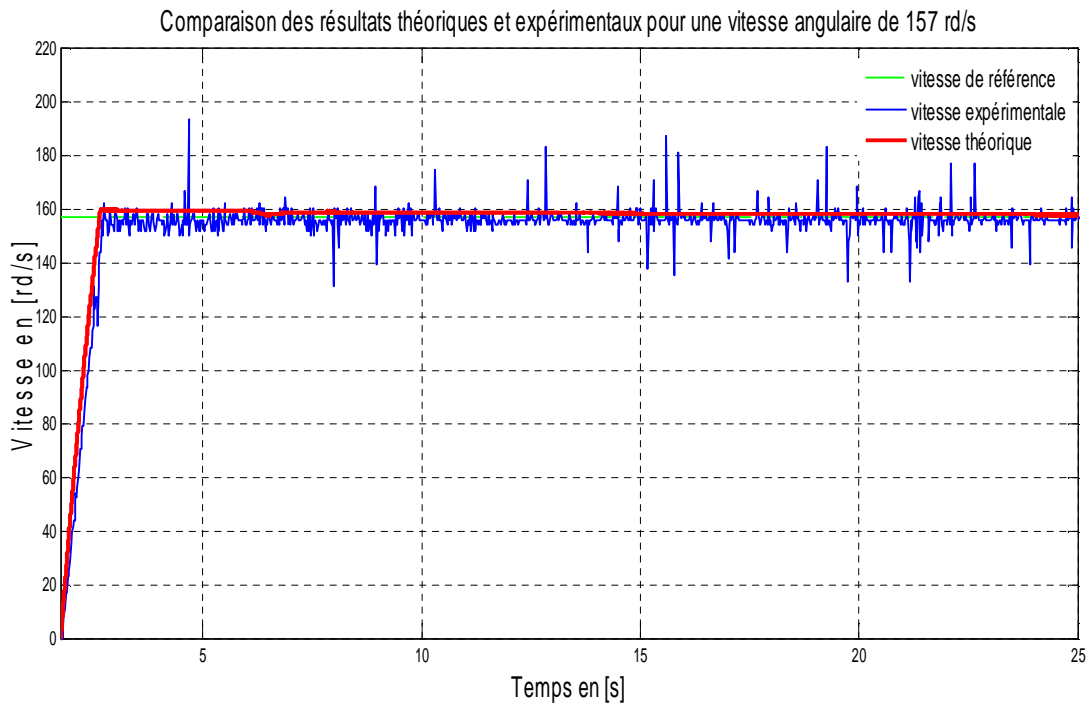


Fig. IV. 4. a.2. Démarrage à vide de la MSAP avec application de couple de charge à $t=6s$

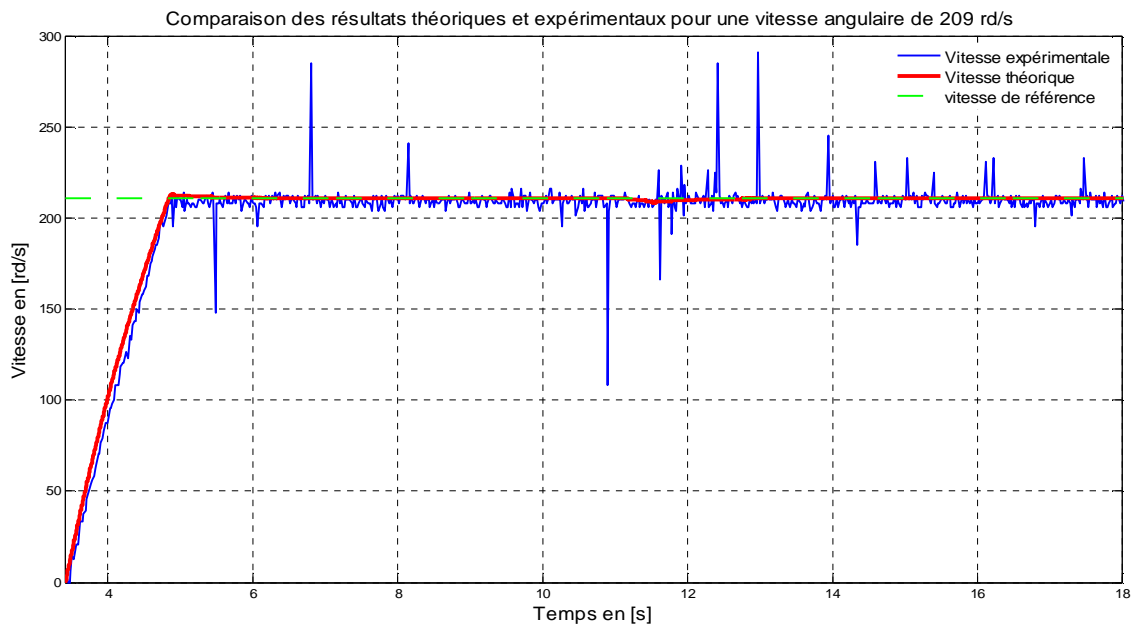


Fig. IV. 4. a.3. Démarrage à vide de la MSAP avec application de couple de charge à $t=11s$

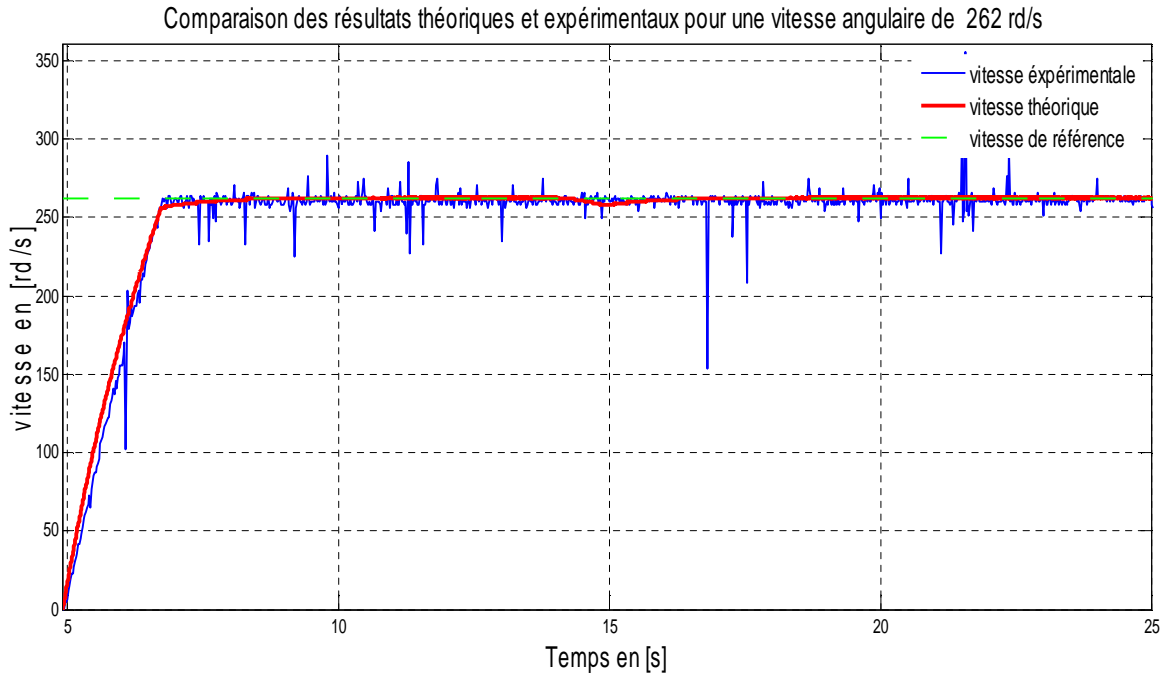


Fig. IV. 4. a.4. Démarrage à vide de la MSAP avec application de couple de charge
à $t=14s$

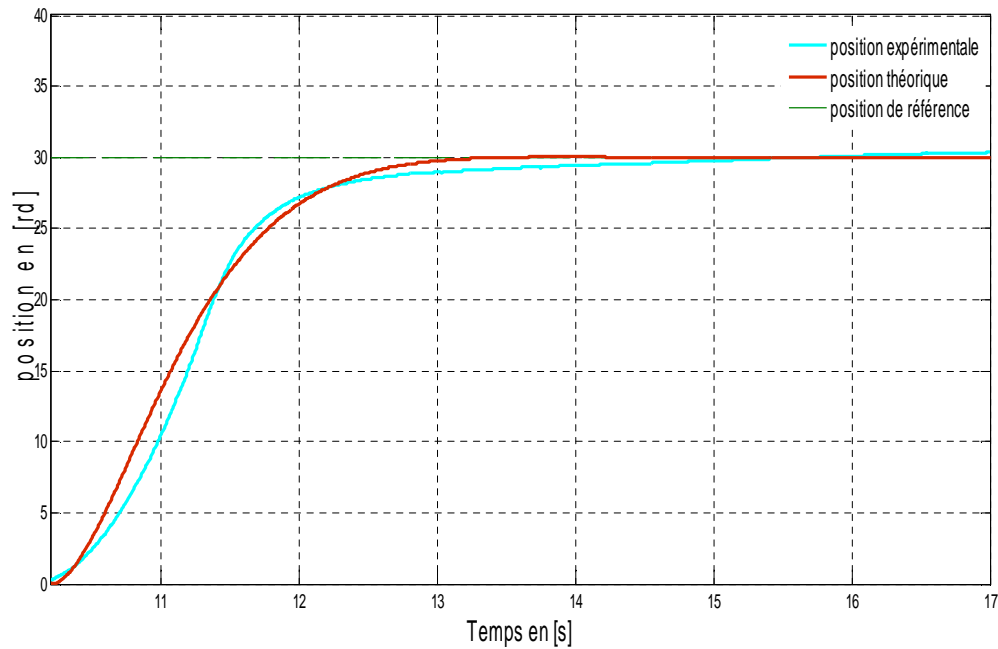
Fig. IV. 4. a. Comparaison des courbes théoriques et expérimentales pour différentes vitesses de référence.

Les vitesses de rotation relevées expérimentalement sont comparées aux résultats théoriques obtenus par simulation et représentées dans les figures (IV. 4. a). Nous constatons pour les résultats de simulation un suivi parfait de la vitesse de référence, sans dépassement et un rejet de perturbation, ce qui explique un choix judicieux des paramètres des régulateurs. Néanmoins, nous remarquons que les vitesses mesurées expérimentalement sont légèrement plus lentes en régime transitoire que celles prédites par simulation et présentent des oscillations en régime permanent. Cette différence est due aux vibrations, à l'influence de l'élasticité de l'accouplement élastique et à la commutation non instantanée des composants de l'onduleur.

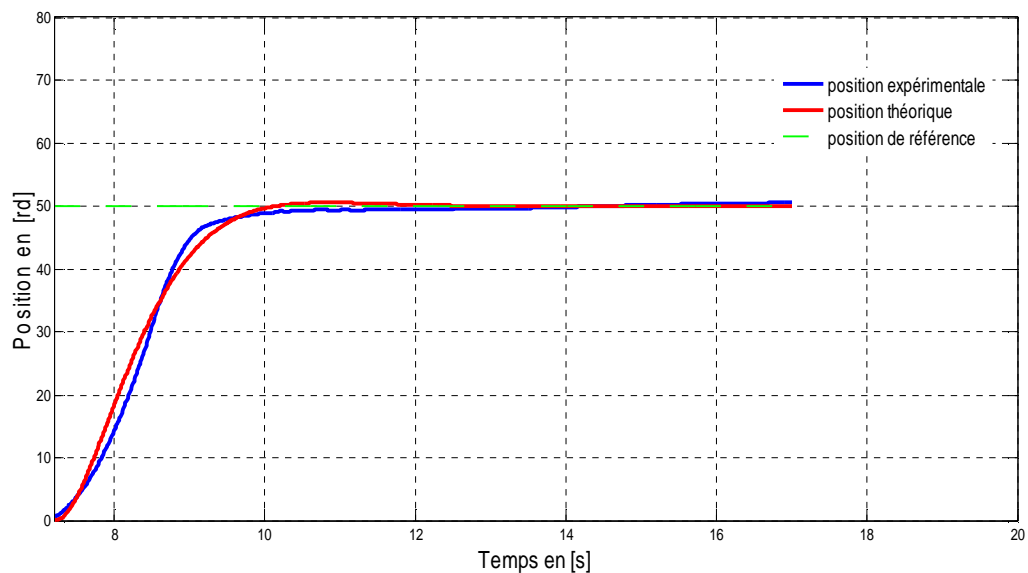
IV.4.b. Validation de la commande en position

Dans notre cas de figure, nous n'utilisons pas un dispositif spécifique pour mesurer la position du moteur. Pour cela, nous avons opté pour le calcul de la position du système à partir de l'intégral de la vitesse.

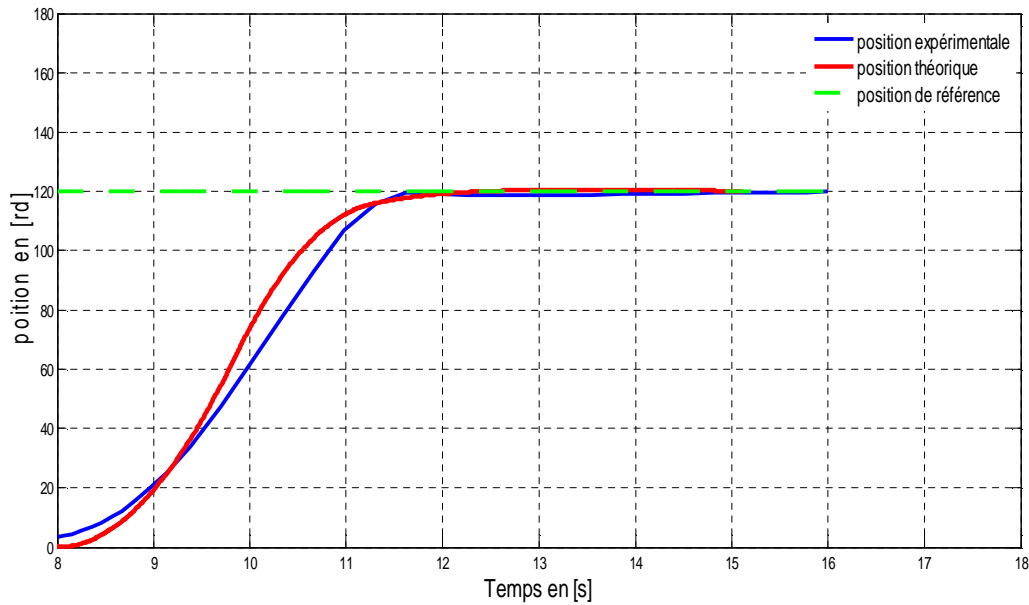
Pour différentes positions de référence exemple ($\theta = 30, 50$ et 120) radians, nous avons obtenu les résultats suivants :



IV. 4. b. 1. Comparaison des résultats théoriques et expérimentaux pour la position de $\theta = 30$ [rd]



IV. 4. b. 2. Comparaison des résultats théoriques et expérimentaux pour la position de $\theta = 50$ [rd].



IV. 4. b. 3. Comparaison des résultats théoriques et expérimentaux pour la position de $\theta = 120[\text{rd}]$.

IV. 4. b. Comparaison des courbes théoriques et expérimentales pour différentes positions de référence.

Les résultats de comparaison de la figure (IV.4.b), montre un bon suivi de consigne de la position déterminée par simulation, sans dépassement, peut être relevé. Cela confirme le bon fonctionnement des régulateurs ainsi que leur dimensionnement correct. Cependant, on remarque un léger décalage des résultats expérimentaux par rapport à ceux-ci. En effet, la position expérimentale présente une dynamique plus lente. Cela s'explique par la non prise en compte dans l'étude théorique des phénomènes cités au début de ce chapitre.

IV .3. INTERPRETATION DES RESULTATS

On remarque une bonne concordance entre les résultats théoriques et expérimentaux des deux grandeurs étudiées : vitesse et position. Cependant, on relève, pour les résultats expérimentaux, des oscillations en régime permanent et une dynamique lente en régime transitoire. Cela est dû entre autres à :

- L'influence de l'élasticité de l'accouplement élastique.
- L'influence du temps mort des composants de l'onduleur.
- L'influence des vibrations mécaniques de la structure du moteur dues au mouvement du rotor.

IV .4. CONCLUSION

La performance de la commande vectorielle en boucle fermée en vitesse/position du moteur synchrone à aimants permanents est validée à l'aide de la plate-forme expérimentale. Les résultats de simulation et expérimentaux obtenus ont montré de bonnes performances dynamiques et une grande capacité de suivi de la référence. L'importance de la compensation du temps mort de l'onduleur et l'influence de l'accouplement élastique sur les mesures expérimentales ont été expliquées. En conclusion, pour obtenir de meilleurs résultats, une étude détaillée tenant compte du temps mort et de l'élasticité de l'accouplement élastique doit être mise au point afin de minimiser ces problèmes d'ordre pratique.

Conclusion

Générale

Les travaux présentés dans ce mémoire concernent l'étude expérimentale de la commande en position/vitesse de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé de tension et associée à un capteur de position mécanique.

Nous avons commencé par présenter la machine synchrone à aimants permanents à savoir, ses différentes structures, les caractéristiques des aimants permanents, son alimentation et les différents capteurs de position nécessaires pour son autopilotage.

Dans la partie théorique nous avons présenté les modèles, les équations, ainsi que la transformation de Park, qui permet de travailler dans un référentiel où les grandeurs électriques ne dépendent pas de la position.

Ensuite, la structure de la commande vectorielle de la MSAP est présentée : Elle comporte trois correcteurs (PI) pour commander les courants (i_d et i_q) et la vitesse, un correcteur (P) pour asservir la position du moteur. En revanche, cette structure comporte deux boucles internes du courant et deux boucles externes pour la commande en vitesse et en position. La détermination des différents paramètres des régulateurs a été réalisée par la méthode de compensation de pôles.

Nous avons remarqué, d'après les différents résultats de simulation obtenus, que la commande vectorielle nous a permis d'obtenir de bonnes performances dynamiques du système, grâce à la régulation classique (PI). Le réglage de la vitesse et de la position de la MSAP a donné des résultats satisfaisants, à savoir, un rejet de perturbation rapide, un faible temps de réponse et une erreur statique nulle en régime permanent.

Notre travail est entre autre, basé sur l'implantation et la validation expérimentale des lois de commande développées en théorie. Pour cela, nous avons mis en œuvre une plate-forme expérimentale permettant la compréhension et l'assimilation des phénomènes mis en jeu au niveau du système mécanique et de l'actionneur synchrone.

Dans la partie expérimentale, nous avons présenté en premier lieu, une méthode classique d'identification des paramètres de la MSAP, basée sur des essais de mise en œuvre simple ayant l'avantage d'être adaptée aux machines qui présentent les contraintes suivantes : inaccessibilité du point neutre et du courant d'excitation, non connaissance des formes géométriques et la nature des aimants, existence ou non d'enroulements amortisseurs. Ensuite, les différents éléments constituant la maquette expérimentale ont été présentés. A la

fin, nous avons présenté les résultats expérimentaux obtenus pour la commande vectorielle en boucle fermée pour différentes consignes de vitesse et position de référence.

Le dernier chapitre présente une validation des résultats théoriques que nous avons présenté dans la partie théorique. Pour cela, nous avons comparé les résultats de simulation avec ceux obtenus expérimentalement. Ces résultats ont montré une bonne performance dynamique et une bonne capacité de suivi de la référence. Cependant ces résultats peuvent être améliorés si on tient compte dans la modélisation des phénomènes pratiques tels que: l'élasticité d'accouplement élastique, le jeu, les vibrations et la commutation non instantanée des composants de l'onduleur. Un modèle complexe intégrant ces non linéarités mécaniques de la plate forme expérimentale permettra une étude plus réaliste.

Des améliorations peuvent être apportées au présent travail :

- L'utilisation d'autres techniques de commande tel que : la commande non-linéaire, la commande neuro-flou, la commande prédictive,...etc.
- Prise en compte de toutes les limites qui présentent le fonctionnement de la machine avec capteur mécanique. Il est intéressant de commander la machine synchrone sans capteur de position, en remplaçant ce dernier par des observateurs non-linéaire (Filtre de Kalman, Luenberger, observateur a grand gain...etc).
- Pour avoir un modèle théorique similaire à celui obtenu expérimentalement, il faut prendre en considération dans la modélisation du système à deux masses des phénomènes pratiques complexes tels que l'élasticité de l'accouplement élastique, le jeu, le temps mort de l'onduleur et les oscillations mécaniques.

Bibliographie

[01] **P. HENRI** : « Conception d'une Architecture Miltiprocasseur pour la Commande de Systèmes Electromécaniques » ; Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain , 2003.

[02] **M. SEBBA, S. HASSAINE, S. MOREAU et A.CHAKER** : « Analyse et Synthèse d'une Structure de Contrôle Vectoriel Simplifiée Associée au Couple de Charge Appliquée au Moteur Synchrone à Aimants Permanents » ; Acta Electrotehnica, vol 50, N°2, 2009.

[03] **A. MASSOUM** : « Contribution à la Commande Singulièrement Perturbée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents » ; Thèse de Doctorat, Université Djilali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 2007.

[04] **B. BELARBI et K. HADDOUCHE** : « Commande Numérique en Vitesse d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents » ; Revue Périodique DIRASSAT, (ISSN 1112-4652) pp. 33-37, Avril 24-26, 2004, Laghouat (Algérie).

[05] **G. LACROUX** : « Les Aimants Permanents » ; TEC et DOC, Lavoisier, 1989.

[06] **G. LACOMBE** : « Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs » ; Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.

[07] **R. MANAJEMY**: « Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives » ; Doctor of philosophy in Electrical Engineering ; Blacksburg, Virginia, 2000.

[08] **Ph. LAMELOT, J. GUEZEL** : « Les Aimants Permanents Rendent les Moteurs Economes » ; Technologie et Innovations, 2007.

[09] **M. BUDINGER, J. LISCOUET, S. ORIEUX, J-CH. MARE** : «Etat de L'art sur la Conception des Systèmes D'actionnement Electromécanique » ; Notes de Cours, INSA Toulouse, 2008.

[10] www.mpimagnet.com « High-energy rare earth magnet material »

[11] **S. ÖZCIRA, N. BEKIROGLU, E. AYCICEK**: «Simulation of Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive »; 5th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 5-9 December 2007, pp. 272-276, Bursa, Turkey.

- [12] **H. SCHAWAB**: «Stratégies de Commande d'Actionneurs Synchrones à Aimants Permanents Intégrant la Sureté de Fonctionnement» ; Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, 2004.
- [13] **R. LATEB**: «Modélisation des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants avec Prise en Compte des Harmoniques d'Espace et de Temps : Application à la Propulsion Marine par POD » ; Thèse de Doctorat de, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [14] **F. GILLON** : «Modélisation et Optimisation par Plan d'Expériences d'un Moteur à Commutation Electronique» ; Thèse de Doctorat, Université de Lille, 1997.
- [15] **M. KANT** : « Actionneur à Collecteur à Aimants Permanents» ; Technique de l'Ingénieur, traité Génie électrique D3695, 1991.
- [16] **Y. BOUTORA** : «Calcul d'une BDCM Excitée par des Aimants à Aimantation Parallèle» ; Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2001.
- [17] **J. PURANEN** : « Induction Motor Versus Permanent Magnet Synchronous Motor in Motion Control Applications: a Comparative Study » ; Thesis for the degree of Doctor of Science, Lappeenranta University of Technology, Finland on the 5th of December, 2006.
- [18] **F. SCHIFERL, P. LIPO**: «Power Capability of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motors in Variable Speed Drive Application»; IEEE Transactions on Industry Application, vol 26.N°. 1991.
- [19] **L. VIDO** : « Etude d'actionneurs électriques à double excitation destinés au transport. Dimensionnement de structures synchrones » ; Thèse de Doctorat , Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2007.
- [20] **B. BOUKAIS**: «Analyse des Performances Statiques et Dynamiques de deux BDCM de Faibles Puissances» ; Mémoire de Magister, Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, 2001.
- [21] **G. ARQUIADASSON, V. LAUFRAUCHI, H. HENAO et F. BETIN** : «Design comparison of two rotating electrical machines for 42V electric power steering » ; IEEE IEMDC 15-18 mai 2005 San Antonio TEXAS (USA).

- [22] **F. LOCMET** : «Conception et Modélisation d'une Machine Synchrone à 7 Phases à Aimants en Modes Normal et Dégradé » ; Thèse de Doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille, 2006.
- [23] **N. BERNARD** : «Machine Synchrone : de la Boucle Ouverte à l'Autopilotage» ; Revue 3EI, Septembre 2002, PP.24-39.
- [24] **G. ASCH et Collaborateurs** : «Les Capteurs et Instrumentation Industrielle» ; 5ème édition DUNOD, Paris 1999.
- [25] **B. TOUNSI** : «Etude Comparative de Groupes Electrogènes Embarqués à Large Gamme de Vitesses Variables Associant Machines à Aimants Permanents et Conversion Statique» ; Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [26] **M. BENSOAM** : «Capteurs et Actionneurs » ; Cours Master SIS.1 ; Université Paul Cézanne Aix-Marseille III, Génie Electrique, 2005.
- [27] www.opticalencoder.com
- [28] **H. BUYSE** : « Capteur de Position et de Déplacement» ; Cours Automatisation Industrielle, Université Catholique de Louvain, 2004.
- [29] **B. MULTON** : «Application des Aimants aux Machines Electriques» ; Notes de Cours ; Ecole Normale Supérieure de Cachan, Antenne de Bretagne, 2005.
- [30] **P. HENRI** : «Conception d'une Architecture Multiprocesseur pour la Commande de Systèmes Electromécaniques » ; Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain, 2003.
- [31] **B. MULTON** : « Les Machines Synchrones Autopilotées » ; Notes de Cours ; Ecole Normale Supérieure de Cachan, Antenne de Bretagne, 2004.
- [32] **M. SEBBA, A. CHAKER, Y. MESLEM, S. HASSAINE**: « Commande en Vitesse du Moteur Synchrone à Aimants Permanents Doté d'un Observateur de Luenberger » ; 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing, CIP'2007, Tiaret, 03-04 Nov. 2007.
- [33] **P. BARRET** : « Régime Transitoire des Machines Tournantes» ; Edition EYROLLES, 1986.

- [34] **Z. ZHENG** : « Commande à Hautes Performances et Sans Capteur Mécanique du Moteur Synchrone à Aimants Permanents » ; Thèse de Doctorat, Institut Polytechnique de Toulouse, 2008.
- [35] **J.M. RETIF** : « Commande Vectorielle des Machines Asynchrones et Synchrones » ; Notes de Cours, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), 2008.
- [36] **C. OGAB, M. BELARBI et K. HADDOUCHE** : « Commande Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Autopilotée » ; 3^{ème} Conférence sur le Génie Électrique (CGE03) Résumé page 23, Février 15-16, 2004, École Militaire Polytechnique (Algérie).
- [37] **M. BELLARBI, S. HASSAINE et B. MAZARI** : « Contribution au Contrôle par Modèle de Référence (RMC) d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents » ; 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing, CIP'2007, Tiaret, 03-04 Nov. 2007.
- [38] **S. RAFA, H. ZEROUG, L. HOCINE** : « Simulation sur Matlab/Simulink et Implémentation sur DSP/FPGA de la Commande Vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (PMSM) Alimentée par un Onduleur de Tension à Modulation Vectorielle (SVM) » ; Laboratoire des Systèmes Electriques Industriels. Faculté d'Electronique et d'Informatique, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene. BP N° 32 El Alia, Alger.
- [39] **M. LARBI, S. HASSAINE et B. MAZARI** : « Commande par Modèle Interne avec Observateur d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents » ; Acta Electrotehnica, vol 50, N°2, 2009.
- [40] **A. KADDOURI** : « Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents » ; Thèse du Grade de Philosophiae Doctor (Ph.D), Université de Laval, Canada, 2000.
- [41] **E.L. CARILLO ARROYO** : « Modeling and Simulation of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System » ; Mémoire de Master, Université de Puerto Rico Mayaguez, 2006.

[42] **F. KHATOUNIAN**: « Contribution à la Modélisation, l'Identification et la Commande d'une Interface Haptique a un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents » ; Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2006.

[43] **H. KATEB, S. CHEKOU, S. ALLANO** : « A New Approach for the Parameter Determination of the Permanent Magnet Synchronous Machine » ; IMACS-TCI 93, Ecole Polytechnique de Montréal, 1993.

[44] **Kh. BENMANSOUR**: « Etude et Implantation de Contrôleurs Robustes et Flous d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents avec Pilotage Vectoriel ». Mémoire de Magister, Ecole Militaire Polytechnique (EMP), Alger, 1999.

[45] **H. SEDIKI**: « Contribution à la Synthèse d'Observateurs des Systèmes Non Linéaires. Application à la Commande des Machines Electriques et Réalisation d'un Banc d'Essai » ; Thèse de Doctorat, Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, 2010.

[46] **R. W. ERICKSON, D. MAKSIMOVIC** : «Fundamentals of Power Electronics » ; 2nd Edition, Kluwer Academic Publisher, 2000.

[47] **T. REKIOUA** : « Contribution à la Modélisation et la Commande Vectorielle des Machines Synchrones à Aimants Permanents » ; Thèse de Doctorat, INPL, 1991.

[48] **M. S. CARRIERE** : « Synthèse Croisée de Régulateurs et d'Observateurs pour le Contrôle Robuste de la Machine Synchrone » ; Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2010.

[49] **M. A. T. F. de Sousa** : «Contribution à la Conception de Lois de Commande à Caractère Robuste pour une Machine Synchrone Entraînant une Charge Elastique à Inertie Variable » ; Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.

[50] **R. CHAIBI** : « Entraînements Electriques » ; Cours, Première Année Magister, Option : Entraînements Electriques, Université Mouloud MAMMERI de Tizi-Ouzou, 2008.

[51] **M.O. HAMITI** : « Réduction des Ondulations de Couple d'une Machine Synchrone à Réductance Variable » ; Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 2009.

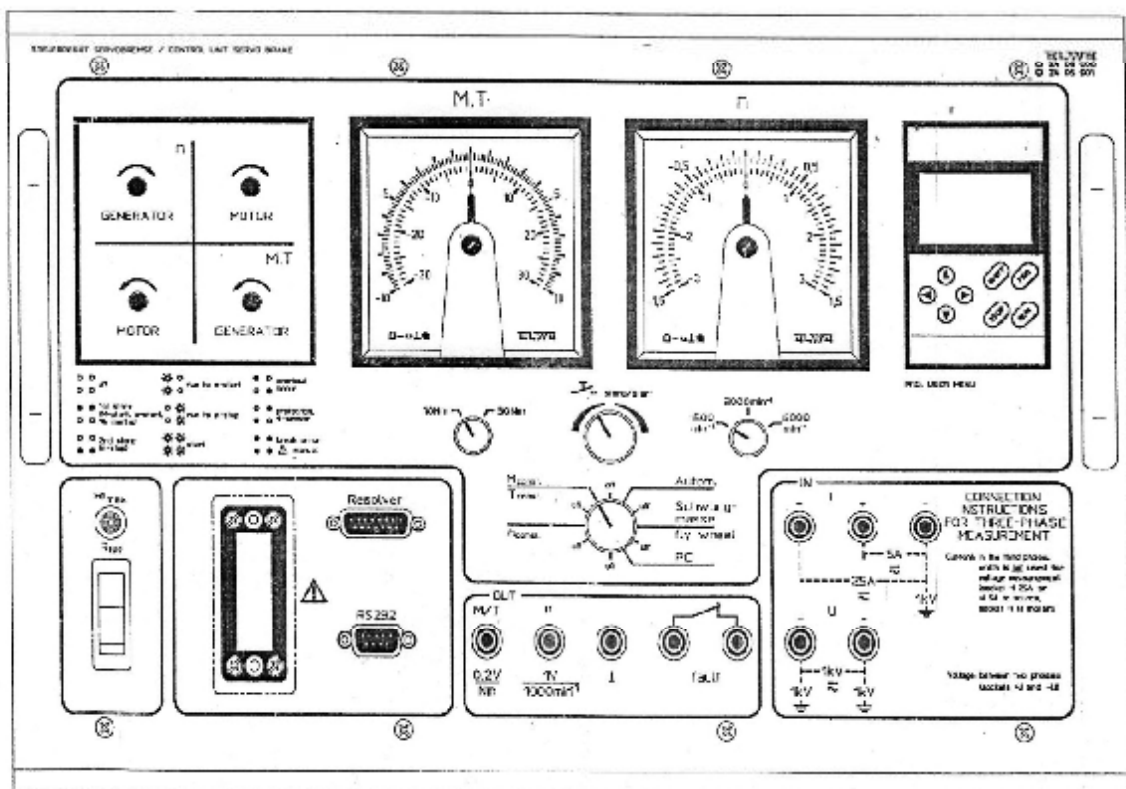
[52] **S. L. CAPITANEANU** : « Optimisation de la Fonction MLI d'un Onduleur de Tension Deux-Niveaux » ; Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.

[53] **M. PINARD** : « Commande Electronique des Moteurs Electriques » ; 2^e Edition, Dunod, Paris, 2007.

[54] **M. TALLFORS**: « Parameter Estimation and Model Based Control Design of Drive Train Systems»; Ph.D. Dissertation, Royal Institute of Technology, Stockholm, Sweden, 2005.

Annexes

**Unité de commande du groupe frein-moteur
à machine autopilotée de la classe de puissance 1000 W
24 05 000 / 24 05 001**



**Unité de commande du groupe frein-moteur
à machine autopilotée de la classe de puissance 1000 W
24 05 000 / 24 05 001**

3. Domaine d'application

L'unité de commande sert exclusivement au fonctionnement de la machine autopilotée (réf. 302700101). Ces deux appareils étant combinés, il est possible de réaliser des expériences sur les machines électriques de la classe de puissance de 1000 W de la société ELWE, dans les quatre quadrants. La version 24 05 001 permet, avec des restrictions, de réaliser des expériences avec les machines à 1500 W.

4. Principales particularités de l'unité de commande

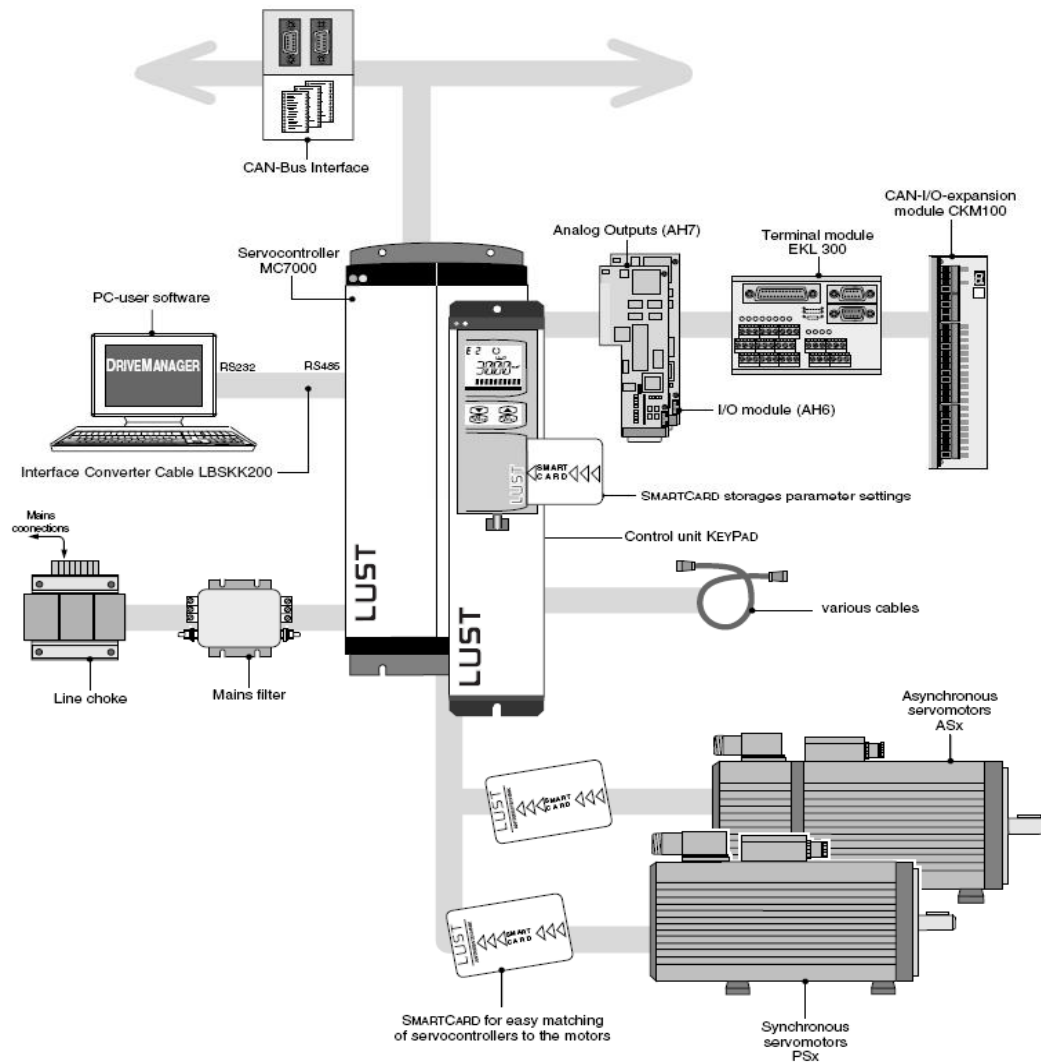
- quatre modes de fonctionnement : « n const. », « M const. », rampes programmables pour le relevé automatique des caractéristiques, simulation d'un volant d'inertie
- vitesse de rotation réglable entre +/- 5000 trs/min ; instrument d'affichage à échelle circulaire sur 270° avec zéro central, trois gammes de mesure, affichage numérique
- couple réglable de 0 à 23 Nm ; instrument d'affichage à aiguille avec zéro central, deux gammes de mesure, affichage numérique
- couples de démarrage réglables
- volant d'inertie imaginaire réglable de 2 à 100 %
- moniteur à quatre quadrants pour l'affichage, entre autres, de l'état de fonctionnement
- ampli-séparateur d'isolement interne pour la mesure du courant et de la tension de la machine à étudier
- port RS232 pour la sortie du couple, de la vitesse de rotation et des valeurs efficaces du courant et de la tension de la machine à étudier. Des progiciels appropriés permettent de relever des caractéristiques de montée à plein régime et des caractéristiques en charge ou de simuler des charges particulières sans qu'aucune interface de mesure supplémentaire ne soit nécessaire.
- sorties analogiques avec des signaux normalisés pour M et n pour la connexion d'un enregistreur XY ou de la plaque d'affichage externe à grands instruments d'affichage (10 25 001)
- surveillance de la température et des dispositifs de protection sur la machine autopilotée et sur la machine à étudier.

5. Désignation des éléments de commande

- (1) Interrupteur secteur avec voyant de mise sous tension
- (2) Lampe témoin indiquant la surchauffe de la résistance de freinage
- (3) Raccord pour l'alimentation électrique vers la machine autopilotée
- (4) Raccord pour les signaux de mesure de la machine autopilotée
- (5) Port série pour la connexion d'un PC
- (6) Douille de sortie pour le signal analogique du couple
- (7) Douille de sortie pour le signal analogique de la vitesse de rotation
- (8) Potentiel de référence pour les sorties (6) et (7)
- (9) Sélecteur du mode de fonctionnement
- (10) Contact de signalisation de défauts
- (11) Douilles d'entrée pour la saisie de la tension sur la machine à étudier
- (12) Douilles d'entrée pour la saisie du courant sur la machine à étudier
- (13) Affichage
- (14) Champ de touches
- (15) Potentiomètre incrémental avec fonction bouton-poussoir
- (16) Commutateur « Gamme de la vitesse de rotation »
- (17) Commutateur « Gamme du couple »
- (18) Moniteur à quatre quadrants
- (19) Affichage du couple
- (20) Affichage de la vitesse de rotation

Maquette de contrôle MC6000

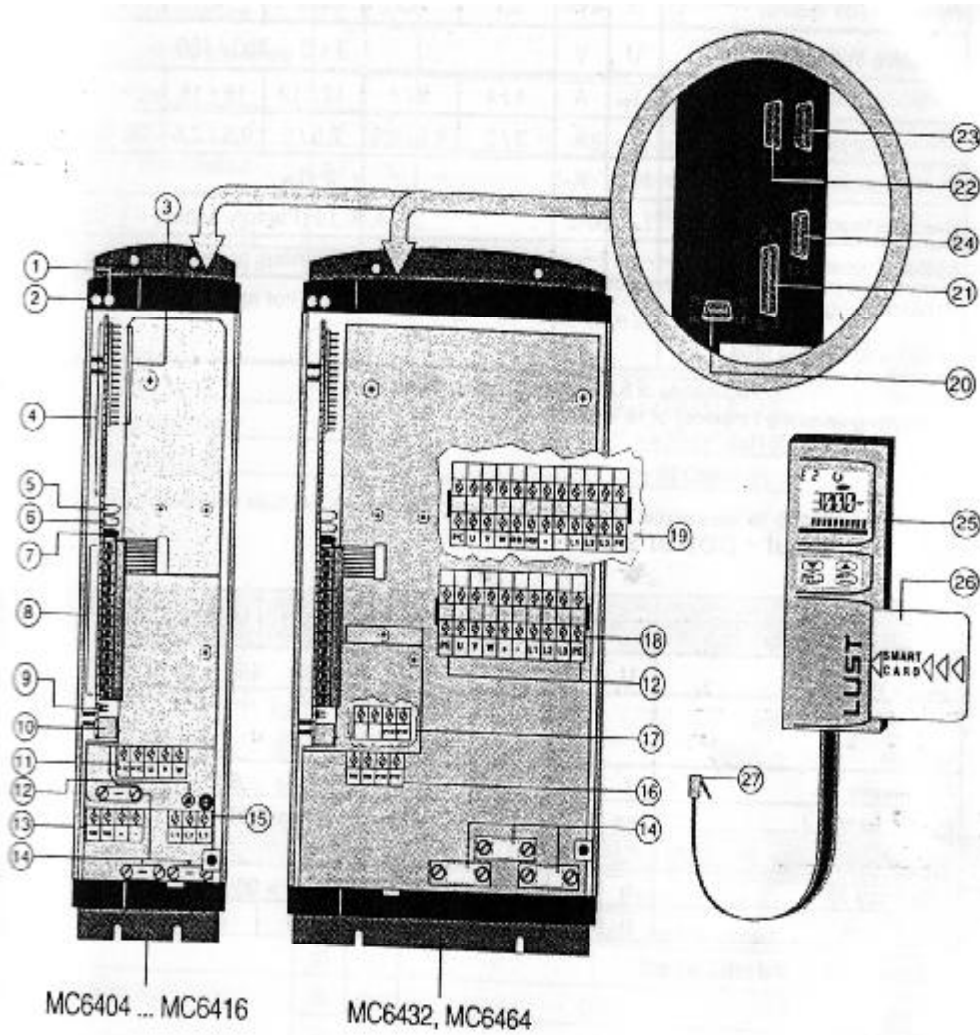
The MASTERDRIVE drivesystem



Parameter overview (all parameters of PARA-Menu, MODE 1-4)

Area	Name	No.	Description	Factory Setting	MODE	Page	
_CONF	ANFIL	410	Filter time constants analog	4	3 4	10-7	
	AUTO	7	Auto-Start	OFF	1 3	10-7	
	CFCMX	304	Output current maximum value	type-dependent	1 -	10-8	
	CFCON	300	Control mode	SCON	1 3	10-8	
	CFHSW	305	Hardware status word	config.- dependent	4 -	10-9	
	CFMOT	301	Motor type	AS	1 -	10-9	
	CFPNM	302	Rated output current	type-dependent	1 -	10-10	
	CFSSW	306	Software status word	0000h	4 -	10-10	
	CLSEL	402	Control location selector	TERM	1 2	10-10	
	FIF0, 1	443	Function selector inputs	OFF	2 2	10-11	
	FIS00, 01	439	Function selector inputs	START, INV	2 2	10-12	
	FISA0, 1	441	Function selector inputs	OFF	2 2	10-13	
	FOA0	449	Function selector PWM output	SPEED	3 3	10-14	
	FOS00, 01	445	Function selector outputs	ASM, ACTIV	2 2	10-14	
	MPCNF	415	Configuration of MOP	0	2 2	10-15	
	OA0MN	481	Min output value PWM output	0	2 2	10-16	
	OA0MX	482	Max output value PWMi output	3000	2 2	10-16	
	OPTN1, 2	307	Option identification	Config.-dependent	1 -	10-16	
	PMFS	341	Switching frequency	8 kHz	2 2	10-17	
	REF_R	86x	Ref val window "Ref val reached"	Control mode dependent	2 2	10-17	
	SETUP	451	Setup mode for speed controller	OFF	4 4	10-18	
	SPD_0	401	Ref val window "Motor stationary"	0.2	2 2	10-18	
	_ENCD	ECLNC	331	Line count	2048	4 4	10-19
		ECNPP	334	Pole pair number of encoder	dependent resolver	4 4	10-19
ECOFF		333	Offset of resolver	dependent installation	4 -	10-19	
ECTF		332	Filter time constant of encoder	1	2 3	10-20	
ECTS		330	Scanning	4 kHz	2 4	10-20	
_MOT	MOCNM	317	Motor rated current	read in from SmartCard	2 -	10-22	
	MOFNM	310	Motor rated flux	read in from SmartCard	3 -	10-22	
	MOJNM	319	Moment of inertia of motor	read in from SmartCard	2 -	10-22	
	MOL_M	312	Mutual inductance	read in from SmartCard	3 -	10-22	
	MOL_S	311	Stator inductance	read in from SmartCard	3 -	10-23	
	MOMMX	327	Maximum torque	read in from SmartCard	2 -	10-23	
	MOMNM	318	Rated torque	read in from SmartCard	2 -	10-23	
	MONPP	320	Pole pair number of motor	read in from SmartCard	2 -	10-23	
	MOR_R	314	Rotor resistance	motor type-dependent	3 -	10-24	
	MOR_S	313	Stator resistance	read in from SmartCard	3 -	10-24	
	MOSMX	316	Maximum torque	read in from SmartCard	2 -	10-24	
MOSNM	315	Rated torque	read in from SmartCard	2 -	10-24		
_TCON	TCG	351	Torque controller gain	read in from SmartCard	4 -	10-25	
	TCMMX	353	Maximum torque	motor type-dependent	2 3	10-25	
	TCTLG	352	Lag time of torque controller	read in from SmartCard	4 -	10-25	
	TCTS	350	Scanning time torque controller	124.8 μ s	3 -	10-25	
SCON	10PC	452	Number of overshoots >10% for setting up speed controller	0	3 -	10-26	
	1OVER	454	First overshoot (setup)	0	4 -	10-26	
	SCG	362	Speed controller gain	read in from SmartCard	2 4	10-26	
	SCGFA	375	Matching factor of SCG	100%	2 3	10-27	
	SCJ	363	Moment of inertia of installation	= MOJNM	2 3	10-27	

Area	Name	No.	Description	Factory Setting	MODE	Page
_SCON	SCSMX	384	Speed controller limit	read in from SmartCard	2 3	10-27
	SCTLG	360	Speed controller lag time	read in from SmartCard	2 4	10-27
	SCTS	361	Speed controller scanning time	249.6 μ s	2 -	10-28
	STIME	453	Rise time (setup)	0	4 -	10-28
_PCON	PCAMX	382	Position controller acceleration limit	18000	2 3	10-29
	PCG	381	Position controller gain	4000	2 4	10-29
	PCGFA	386	Matching factor for PCG	100%	2 3	10-29
	PCTS	380	Position controller scanning time	499.2 μ s	2 -	10-29
_SIO	SADDR	82	Serial device address	1	3 3	10-30
	SBAUD	81	Baud rate of serial interface	9600	3 3	10-30
	SCTL1	416	Interface	0000 H	3 3	10-31
	SDMMY	83	Dummy parameter	0	3 3	10-31
	SERR	85	Error status of serial interface	00 h	3 -	10-32
	SWDGT	84	Watchdog cycle time	0.00	3 3	10-32
_KPAD	BARG	3	KeyPad bar chart display	SPEED	2 2	10-33
	CTLFA	5	Factor for MOP in CTRL menu	10000	3 3	10-33
	DISP	15	Control actual value for display	REFV	2 2	10-34
	MODE	1	User level	1	1 1	10-34
	PLRDY	15	For manual re-initialization	0	4 4	10-35
	PNUM	6	Switch on/off parameter number	OFF	4 4	10-35
	PROG	4	Select special functions	2	3 3	10-35
	PSW2 ... 4	100	Ref passwords of user levels	222, 333, 444		10-36
PSWCT	105	Ref password for CTRL menu	111	3 3	10-36	
_SCTY	R-xxx	41	Programmable error responses		2 3	10-38
_REF	ACCR	842	Acceleration ramp	0	2 2	10-42
	DECR	852	Braking ramp	0	2 2	10-42
	RA0,1	425	Ref value sources: analog inputs	0	2 -	10-43
	RDIG	430	Ref val sources: digital ref vals	0	2 -	10-43
	REF1 ... 6	433	Intermediate reference values	0	3 -	10-43
	RF3FA	448	Factor for ref value channel 3	100%	2 2	10-43
	RFX1 ... 6	74x	Ref val sources: fixed ref vals	0, RFX1=3000 rpm	2 2	10-44
	RINC	873	Step MOP	1	2 2	10-44
	RLIM1, 2	80x	Lower/upper ref val limit	control mode dependent	2 2	10-44
	RNA0, 1	82x	Scaling analog inputs	control mode dependent	2 2	10-45
	ROPT1, 2	431	Ref val sources: option modules	0	2 -	10-45
	RPOT	429	Ref value source: MOP	0	2 -	10-45
	RSIO	428	Ref val source: serial interfaces	0	2 -	10-45
	RSSL1 ... 4	417	Reference value selectors	RCON, RSSL3=RFX1	2 2	10-46
	SADD1 ... 4	421	Offset for ref val selectors	0	2 -	10-46
	STOPR	496	Stop ramp (Emergency Stop)	0	2 2	10-18



No.	Function	No.	Function
1, 7	LED "Error", red (H2)	15	mains terminals (X1)
2, 6	LED "Ready", green (H1)	16	terminals for braking resistor & PTC MC6432
3	slot X6, e.g. for InterBus-S or CAN-Bus Interface	17	terminals for PTC MC6464
4	slot X7, e.g. for I/O Module 1, or PosMod1	18	supply terminals MC6432
5	LED status display, gelb (H3)	19	supply terminals MC6464
8	control terminals (X5)	20	RS485 serial interface (X8)
9	jumper for analog ref. value input	21	encoder simulation port (X9)
10	socket for KeyPad (X4)	22	encoder port (X10)
11	terminals for motor & thermistor (X3)	23	interface port (X11) for InterBus-S or CAN-Bus interface
12	grounding screw as star point for all grounding lead connections	24	Interface port (X12)
13	terminals for braking resistor DC link circuit (X2)	25	KeyPad control unit KP100
14	cable clips to reduce stress loading and for correct EMC cable screening	26	SmartCard for matching the servocontroller to motors and storage media for all parameters
		27	KeyPad connector plug

Résumé :

L'apparition des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) dans le monde des actionneurs électriques a joué un rôle crucial dans l'évolution des systèmes électriques en leurs ouvrants de nouvelles opportunités grâce à leurs fonctionnements dans une ambiance déflagrante. La technique de pilotage théoriquement la plus évoluée pour une machine synchrone à aimants permanents est la commande vectorielle. Elle permet d'obtenir de bonnes performances même en régime transitoire. L'objectif des travaux présentés dans ce mémoire est l'étude par simulation numérique et implémentation expérimentale de la commande en position et en vitesse de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension et associée à un capteur de position mécanique.

Mots clés :

Machine synchrone à aimants permanents, commande vectorielle, position rotorique, capteurs de position, Asservissement en position/vitesse de la MSAP.