

**RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE LARBI BEN M'HIDI OUM EL BOUAGHI
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES APPLIQUEES
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**

MEMOIRE

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES

PRÉSENTÉ PAR :

KHELFAOUI SAIDA

Ingénieur en Electrotechnique de l'Université Mentouri de Constantine

**Commande du moteur à aimants permanents
avec alimentation non-sinusoidale**

Soutenu publiquement le 16 / 01 / 2014 devant le jury composé de :

Président	: Golea Noureddine	Professeur (U. Oum el Bouaghi)
Rapporteur	: Rahem Djamel	Professeur (U. Oum el Bouaghi)
Examineur	: Bara Kamel	MCA (U. Oum el Bouaghi)
Examineur	: Djouambi Abdelbaki	MCA (U. Oum el Bouaghi)
Examineur	: Azoui Boubakeur	Professeur (U. Batna)

Remerciements

Je tiens à remercier en premier lieu mes chers parents, mes beaux-parents.

*Je suis très honorée que Monsieur **GOLEA NOUREDDIN**, professeur à l'Université de Oum el Baouaghi ait accepté d'assurer la responsabilité de président de jury.*

*Toute ma reconnaissance va également A Monsieur, **DJAMEL RAHEM**, qui a accepté la lourde tâche de rapport de ce mémoire, ainsi que: **monsieur KAMEL BARA** Maître de Conférences classe A à l'Université de Oum el Baouaghi, **monsieur ABDELBAKI DJOINBI** Maître de Conférences classe A à l'Université de Oum el Baouaghi, **et monsieur BOUBAKEUR AZOUI** professeur à l'Université de Batna, pour la participation en tant qu'examineurs.*

*Je remercie mes deux sœurs **FADILLA** et **HAYET** pour leurs encouragements.*

*Enfin, je tiens à remercier mon marie **H. DRICI**, pour ses encouragements et son appui moral et je dédie ce travail à l'esprit de mon bébé.*

Notations

Abréviations	Désignation
MSAP	Moteur synchrone à aimants permanents
MAP	Moteur à aimants permanents
BLDCM	Moteur à courant continue à aimants permanents sans balais
DTC	Commande directe du couple
F.m.m	Force magnétomotrice
F.e.m	Force électromotrice
F.c.e.m	Force contre électromotrice

Symboles

Symboles	Signification
d, q	Composantes de Park (liées au rotor) directe et quadrature
α, β	Référentiel fixe lié au stator
t	Temps [s]
v_s	Tensions instantanés des phases statoriques [V]
i_s	Courants instantanés des phases statoriques [A]
i_a, i_b, i_c	Courants des phases statoriques [A]
V_a, V_b, V_c	Tensions des phases statoriques [V]
L_a, L_b, L_c	Inductances propres des phases a, b, c [H]
M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}	Mutuelle inductance entre phases (a et b), (a et c), (b et c) [H]
Φ_s	Flux statorique [Wb]
L_{ss}	Inductance statorique [H]
R_s	Résistance statorique [Ω]
f_v	Coefficient de frottement visqueux [Nm/rad/s]
J	Inertie de l'entraînement [kg.m ²]
p	Nombre de paire de pôles
Ω	Vitesse de rotation mécanique [rad/s]
ω^*	La vitesse de référence [rad/s]

NOTATIOS ET SYMBOLES

ω	Vitesse électrique rotorique ($\omega = p \cdot \Omega$) [rad/s]
$P(\theta)$	Matrice de Park normalisée
C_{em}	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple mécanique résistant [Nm]
θ	La position réelle [rad]
V_d, V_q	Tensions statoriques du repère de <i>Park</i> [V]
I_d, I_q	Courants statoriques du repère de <i>Park</i> [A]
Φ_d, Φ_q	Flux du stator selon les axes d,q [Wb]
L_d, L_q	Inductance du stator selon les axes d,q [H]
Φ_m	Flux des aimants [Wb]
I_d^*	Le courant de référence suivant l'axe d [A]
I_q^*	Le courant de référence suivant l'axe q [A]
k_p	coefficient proportionnel du régulateur PI
k_i	coefficient intégral du régulateur PI
ζ	coefficient d'amortissement
T_e	le temps d'échantillonnage
Φ_α, Φ_β	Flux du stator selon les axes α, β [Wb]
C_{em}^*	référence du couple électromagnétique
τ	La constante de temps
C_K	les signaux de commande des bras <i>K</i> de l'onduleur

REMERCIEMENT

TABLES DES NOTATIONS ET SYMBOLES

INTRODUCTION GENERALE.....1

Chapitre I : Généralités sur les moteurs à aimants permanents

I.1. Introduction3

I.2. Structure du moteur à aimants permanents.....3

I.3. Différents types du moteur à aimants permanents.....6

 I.3.1. Moteur à rotor intérieur.....6

 I.3.2. Moteur à rotor extérieur.....6

 I.3.3. Moteur à entrefer axial.....7

I.4. Différents types de rotor.....8

 I.4.1. Structure sans pièces polaires « Spp ».....8

 I.4.2. Structure avec pièces polaires «App».....8

I.5. Les aimants permanents9

 I.5.1. Différents types d'aimants.....10

 I.5.2. Etude comparative des différents aimants.....12

I.6. Alimentation du moteur à aimants permanents.....14

 I.6.1. Moteur à f.é.m. sinusoïdale (MSAP).....14

 I.6.2. Moteur à f.é.m. trapézoïdale (BLDCM).....14

 I.6.3. Alimentation par un commutateur de courant.....15

 I.6.4. Alimentation par un onduleur de tension.....15

I.7. Commutation des moteurs à aimants permanents.....16

 I.7.1. Commande à 120° contrôlée en courant.....17

 I.7.2. Les capteurs à effet Hall.....17

I.8. Domaines d'application.....18

I.9. Avantages et inconvénients des moteurs à aimants permanents19

I.10. Conclusion.....20

Chapitre II : Modélisation du moteur à aimants permanents

II.1. Introduction	21
II.2. Modélisation du moteur à aimants permanents.....	21
II.2.1. Hypothèses simplificatrices.....	22
II.2.2. Description du moteur à aimants permanents triphasé.....	22
II.2.3. Model du moteur dans le repère triphasé ABC :(1), (5).....	23
II.2.3.1. Equations électriques.....	23
II.2.3.2. Equations magnétiques.....	23
II.2.3.3. Equations mécaniques.....	24
II.2.4. Modèle biphasé.....	24
II.2.5. Schéma fonctionnel du moteur à aimants permanents.....	28
II.3. Modélisation de l'onduleur de tension utilisé.....	29
II.3.1. Cas d'un moteur à force électromotrice sinusoïdale (MSAP).....	30
II.3.2. Cas d'un moteur à force électromotrice trapézoïdale (BLDCM).....	31
II.3.2.1. Cas où deux phases sont alimentées.....	31
II.3.2.2. Cas où trois phases sont alimentées.....	31
II.4. Conclusion.....	32

Chapitre III : La commande vectorielle des MSAP et BLDCM

III.1. Introduction.....	33
III.2. Principe de la commande vectorielle.....	34
III.3. Principe de découplage.....	37
III.4. Calcul des régulateurs.....	38
III.4.1. Régulateur de courant	39
III.4.2. Régulateur de couple.....	40
III.4.3. Régulateur de vitesse.....	41
III.5. Résultats et interprétation.....	42
III.5.1. Résultats de simulation de MSAP.....	42
III.5.2. Résultats de simulation de BLDCM.....	47
III.6. Conclusion.....	51

Chapitre IV : La commande DTC des MSAP et BLDCM

IV.1. Introduction	52
IV.2. Principes de base de commande DTC	53
IV.3. Stratégie de la commande directe du couple et du flux	54
IV.3.1. Contrôle du vecteur de flux statorique	54
IV.3.2. Contrôle du couple électromagnétique.....	55
IV.3.3. Sélection du vecteur de tension.....	56
IV.3.3.1. Calcul du vecteur de tension pour le MSAP	57
IV.3.3.2. Calcul du vecteur de tension pour le BLDCM	58
IV.4. Les Estimateurs du flux et du couple.....	59
IV.4.1. Estimation du flux.....	59
IV.4.2. Estimation du couple électromagnétique.....	60
IV.5. Élaboration du vecteur de commande	61
IV.5.1. Correction du flux statorique	61
IV.5.2. Correction du couple.....	63
IV.5.2.1. Le correcteur à hystérésis à deux niveaux.....	63
IV.5.2.2. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux.....	63
IV.6. Élaboration de la table de commutation.....	64
IV.6.1. Élaboration de la table de commutation avec séquences nulles.....	64
IV.6.2. Élaboration de la table de commutation sans séquences nulles.....	66
IV.7. Schéma global de la commande DTC.....	67
IV.8. Résultats et interprétation.....	68
IV.8.1. Résultats de simulation du MSAP.....	68
IV.8.2. Résultats de simulation du BLDC.....	74
IV.9. Conclusion.....	79

Chapitre V : Etude comparative

V.1. Introduction.....	80
V.2. Comparaison entre la FOC appliquée aux MSAP et BLDC.....	80
V.2.1. Comparaison au niveau de la régulation de vitesse.....	80

V.2.2. Test de robustesse pour l'inversion de rotation du moteur.....	82
V.3. Comparaison entre la DTC appliquée aux MSAP et BLDCM.....	83
V.3.1. Comparaison au niveau de la régulation de vitesse.....	83
V.3.2. Test de robustesse pour l'inversion de rotation du moteur.....	84
V.4. Comparaison entre pertes Joule des deux moteurs.....	85
V.5. Comparaison entre la DTC et la commande vectorielle.....	86
V.6. Conclusion.....	87
 CONCLUSION GENERALE.....	 88
 ANNEXES	
 REFERENCES BIBLIORAPHIQUES	

Introduction générale

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé.

Le moteur à courant continu, donne des performances satisfaisantes, mais il est pourvu des balais frottant sur le collecteur à lames, ce qui limite la puissance, la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. Alors que le prix des moteurs électriques varie peu, celui des composants électroniques et micro-informatiques baisse constamment, de telle façon que le coût d'un entraînement à vitesse variable est réduit. Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches, aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée.

Les moteurs à aimants permanents sont devenus plus attractifs car ils répondent bien aux exigences des nouvelles technologies. Le regain d'intérêt, pour ces moteurs, est dû en grande partie à leurs excellentes caractéristiques dynamiques, à leurs faibles pertes ainsi qu'à leur important couple massique, qui les rendent mieux adaptées aux applications industrielles à entraînements électriques nécessitant des commandes en position ou en vitesse.

Selon l'allure de leur force contre électromotrice (f.c.e.m) induite et leur mode d'alimentation, les moteurs à aimants permanents peuvent être classés en deux types : ceux des PMSM ou MSAP (Permanent Magnet Synchronous Motors) et ceux des BLDCM (Brushless Direct Current Motors). Les MSAP sont alimentées par des courants sinusoïdaux et présentent généralement des f.c.e.m sinusoïdales, tandis que les BLDCM sont alimentées par des courants en créneaux et présentent généralement des f.c.e.m trapézoïdales.

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

La commande vectorielle (FOC) restée longtemps une théorie, à cause du manque des dispositifs permettant sa réalisation pratique, mais l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de micro-informatique a permis l'application de cette commande aux moteurs alternatifs, ainsi les moteurs à aimants permanents, cette commande se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique, elle a été ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles.

La technique de la commande directe du couple (Direct Torque Control ou DTC) proposée par DEPENBROCK et TAKAHACHI est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel.

Cette stratégie de commande possède l'avantage d'être indépendante des paramètres rotoriques de la machine, de fournir une réponse de couple plus rapide et de posséder une configuration plus simple ne nécessitant pas l'intervention de capteurs mécaniques ou des transformations de coordonnées.

Le présent travail fera l'objet de l'application de la FOC et la DTC aux deux types du moteur à aimants permanents (MSAP et BLDCM) et de relever les résultats de simulation. Ce mémoire est divisé en cinq chapitres :

► Le premier chapitre de ce mémoire, est consacré à l'état de l'art sur les différentes configurations des moteurs à aimants permanents en rapportant les différents types d'aimants permanents, ainsi que les diverses topologies du rotor, et en donnant les différentes méthodes de l'alimentation des moteurs à aimants permanents ainsi que leur principe de fonctionnement.

► Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude et la modélisation de l'association convertisseur-moteur à aimants permanents (MSAP et BLDCM), Nous commençons par les transformations utilisées dans la modélisation des moteurs triphasés puis nous donnons le model d'état de ce moteur, ainsi une modélisation de l'onduleur dans les deux cas d'alimentation; l'alimentation sinusoïdale (MSAP) et l'alimentation trapézoïdale (BLDCM).

► Dans le chapitre trois, nous étudions le principe de la commande vectorielle (FOC) et son application sur les MAP, Ainsi le calcul des différents régulateurs. Ce chapitre se termine par la présentation des résultats de simulation obtenus.

► Dans le quatrième chapitre, nous étudions le principe de la commande directe du couple DTC, ainsi son application sur les MAP alimentées par un onduleur de tension triphasé. Nous donnons à la fin de ce chapitre les résultats de simulation obtenus.

► Le cinquième chapitre, fait l'objet d'une étude comparative entre les performances dynamiques du MSAP et du BLDCM, lors de l'application de la FOC et la DTC sur eux.

On termine notre étude par une synthèse des résultats obtenus et une bibliographie.

Chapitre I

Généralités sur les moteurs à aimants permanents

I.1. Introduction:

Historiquement, les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19^{ème} siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des moteurs à aimants permanents.

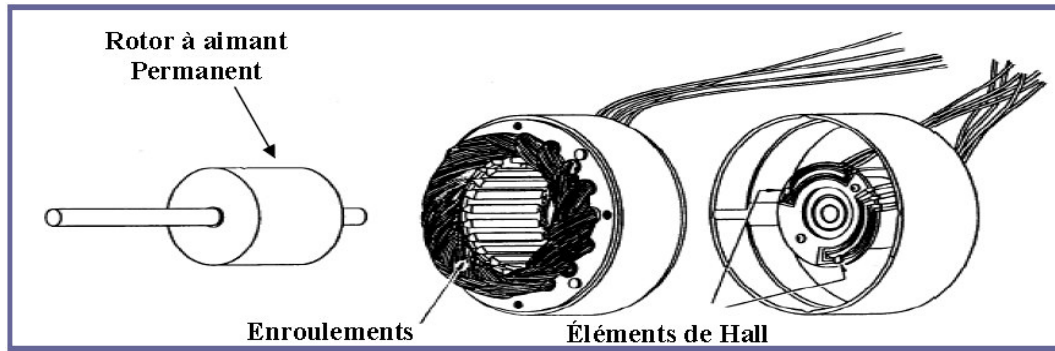
L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou à terres rares (par exemple du type Alnicos, samarium cobalt, néodyme fer bore ...), leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les moteurs synchrones, offrant ainsi beaucoup d'avantages: induction de saturation élevée, faible désaimantation, densité de puissance massique élevée, énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de moteurs, et de réduire leurs dimensions. De plus, l'excitation à aimants permanents a permis à ces moteurs de fonctionner sans collecteur et sans balais (Brushless), et d'augmenter ainsi leur durée de vie tout en réduisant le coût de leur maintenance [1], [2], [3].

Le domaine d'emploi du moteur à aimants permanents à l'heure actuelle est de quelques dizaines de kilowatt à cause des caractéristiques magnétiques des aimants qui peuvent se perdre en dépassement des limites de fonctionnement. L'ensemble de ces propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances, notamment dans les systèmes embarqués [3], [4].

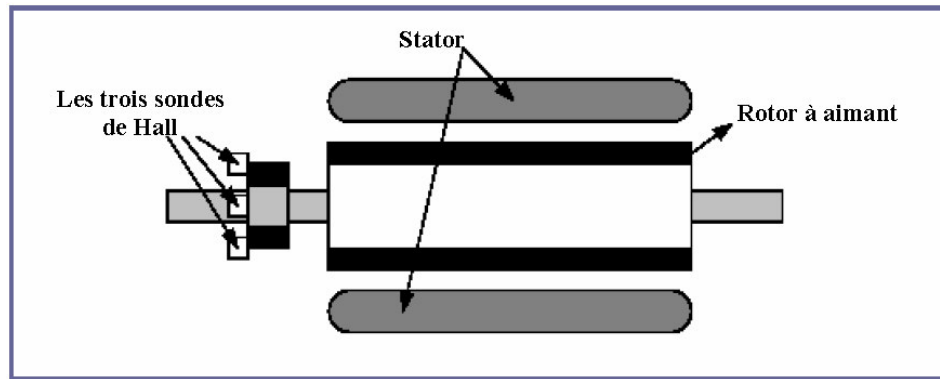
Le développement des aimants permanents permet aussi d'envisager plusieurs structures soit au niveau du stator, soit au niveau du rotor. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont tous des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra 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 [4], [5]. Le choix du type de moteur est donc la décision la plus fondamentale dans un travail de conception. Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial. Ces familles se décomposent elles-mêmes en deux catégories: les moteurs à forme d'onde sinusoïdale (MSAP) ou trapézoïdale (BLDCM).

I.2. Structure d'un moteur à aimants permanents:

Le moteur à aimants permanents est un dispositif électromécanique qui comprend un stator et un rotor, figure (I.1) et figure (I.2). Le stator est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Le rotor est une partie mobile qui est monté sur l'axe de rotation [5].



Figure(I.1) : Schéma représentative d'un moteur à aimants permanents

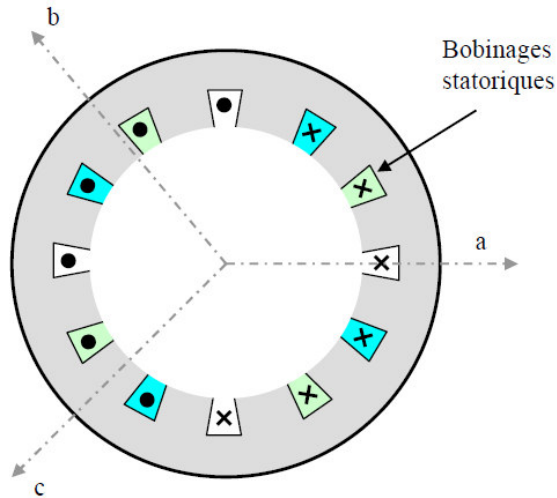


Figure(I.2) : Structure du moteur : les enroulements des trois phases sont logés dans le stator, et la position de l'aimant est détectée par les trois sondes de Hall S1, S2 et S3

- **Le stator :**

Le stator d'un moteur synchrone triphasé 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, (voir La figure (I.3)) [6].

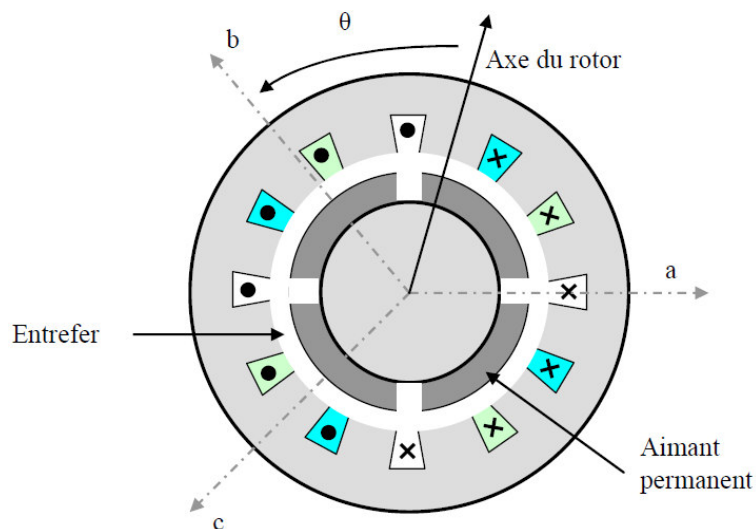
Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [5].



Figure(I.3) : Schéma simplifiée de stator

- **Le rotor :**

Les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas du moteur 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 [6]. La figure (I.4) représente un exemple de structure d'un moteur à aimants permanents.



Figure(I.4) : Exemple d'une structure du moteur à aimants permanents

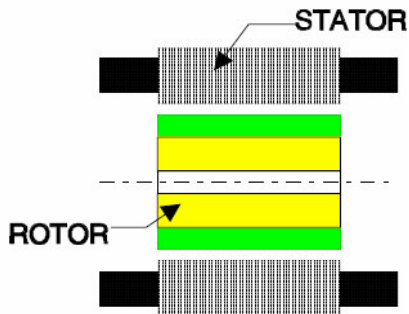
I.3. Différents types du moteur à aimants permanents:

Il existe de nombreuses configurations du moteur à aimants permanents. Le choix du type de moteur est donc la décision la plus fondamentale dans un travail de conception. Trois grandes familles existent, les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

I.3.1. 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 moteurs triphasés à induction. D'ailleurs, les stators des moteurs à induction sont parfois directement utilisés dans la fabrication des moteurs MAP, pour des raisons d'économie. La figure (I.5.a), montre un exemple de moteur à rotor intérieur [7].

L'avantage majeur de cette structure est le rapport couple / vitesse qui est élevé. Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants permanents, même à vitesse élevée. Le plus souvent, ils sont collés et frétés. La puissance volumique d'un moteur à aimants ferrites est à peu près équivalente à un moteur à induction, mais son rendement et son facteur de puissance sont généralement bien meilleurs [7], [8].



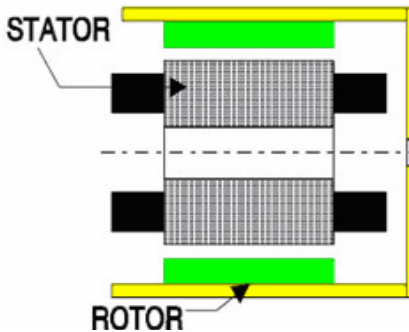
Figure(I.5.a) : Moteur à rotor intérieur

I.3.2. Moteur à rotor extérieur:

La figure (I.5.b) présente la section d'un moteur à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit du moteur 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.

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 permanents, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge. Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilations pour son faible coût et sa facilité de

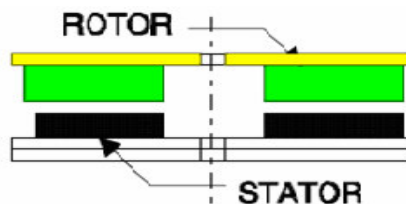
fabrication. Cependant, les moteurs à rotor extérieur ne sont utilisés que pour des applications à vitesse constante car le mobile a une inertie importante de par sa position externe [7], [8].



Figure(I.5.b) : Moteur à rotor extérieur

I.3.3. Moteur à entrefer axial:

Dans certaines applications à encombrement réduit, des moteurs à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, tables tournantes, ventilateur). Les aimants permanents 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.5.c), représente une coupe d'un moteur à entrefer axial [7].



Figure(I.5.c) : Moteur à entrefer axial

Ces moteurs ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basse vitesse (inférieure à 1000tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû au courant de Foucault. Les avantages du moteur à entrefer axial sont un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réluctant à faible vitesse.

I.4. Différents types de rotor:

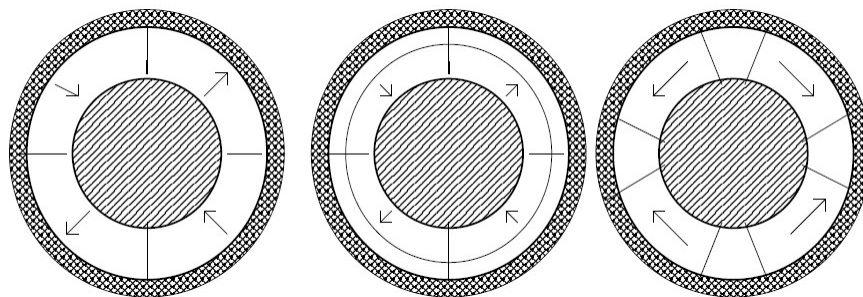
Selon leur inducteurs, on distingue principalement deux types de moteur à aimants permanents, ceux à pôles lisses et ceux dites à pôles saillants. Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configuration est envisageable, et ce en agissant sur le sens de l'aimantation, les formes géométriques des aimants permanents et leur disposition au niveau de l'entrefer [8].

I.4.1. Structure sans pièces polaires:

Comportent un rotor dont les aimants permanents sont disposés directement contre la culasse magnétique tournante. Dans une structure à rotor intérieur, les aimants permanents doivent être tenus par une frette et protégés de la corrosion dans le cas des Nd-Fe-B. Le principal intérêt réside dans la simplicité de sa réalisation et de sa commande. De plus, avec une telle structure, l'inductance de l'induit est pratiquement constante (pas d'effet de saillance) et présente en général une faible valeur (courant et couple de court-circuit élevés) [9].

I.4.2. Structure avec pièces polaires «App»:

Permettent non seulement d'obtenir un couple massique supérieur à celui obtenu par des moteurs sans pièces polaires, mais aussi de réduire la quantité d'aimants permanents. Cependant, la variation de la réluctance provenant de l'anisotropie du rotor contribue aussi à la production d'ondulations de couple. Du point de vue structurel, l'effet de saillance peut provenir des pièces polaires accolées aux aimants permanents, ou de la disposition des aimants permanents au rotor (aimants permanents enterrés). En outre, leur commande à couple par ampère maximal est plus complexe [3], [10].



a- Rotor sans pièces polaires

b- Rotor avec pièces polaires

Figure(I.6) : Quelques configurations des rotors des moteurs à aimants permanents

I.5. Les aimants permanents:

Un aimants permanents et un corps ferromagnétique qui une fois aimanté conserve un certain état magnétique et fournit à l'espace qui l'entoure un flux magnétique continu.

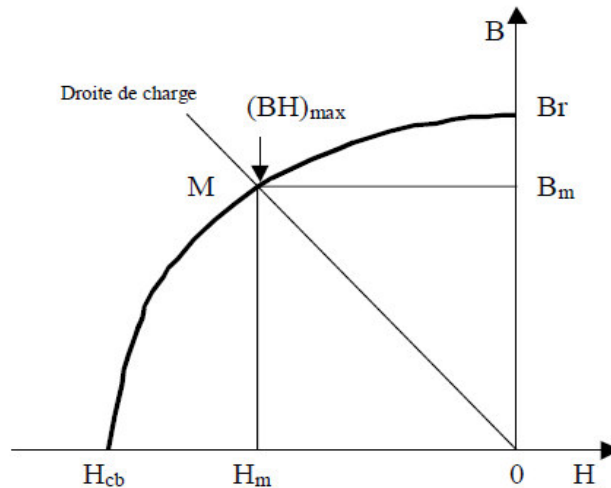
Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H, figure (I-7). Cette courbe est caractérisée par [7], [8] :

- L'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé ;
- Le champ coercitif de l'induction H_{cB} qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable ;
- Le produit d'énergie volumique $(BH)_{max}$;
- Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$, qui est inversement proportionnelle au volume d'aimants.

Donc pour un entrefer donné, le volume d'aimants est d'autant plus faible que l'énergie spécifique est élevée. Pour les aimants couramment utilisés dans les moteurs, la caractéristique principale est linéaire.

A partir des critères qui diffèrent d'un aimant à l'autre, on peut faire un choix adéquat de l'aimant à utiliser dans le moteur suivant un cahier de charges donné. Généralement, l'aimant le plus convenable est caractérisé par un cycle d'hystérésis suffisamment large de sorte qu'il conserve son aimantation même en présence d'un champ démagnétisant et présente une possibilité d'acquiescer dans un champ d'excitation convenable une aimantation de l'ordre du Tesla, c'est à dire que l'aimant possède une aimantation et un champ coercitif très élevés. D'autres facteurs entre aussi dans le choix de l'aimant, tels que son coût et son comportement thermique [7], [8].

Lorsqu'on utilise des aimants, il faut prendre garde à ne pas les démagnétiser. Si un champ externe trop intense est appliqué à l'aimant, il y a risque de désaimantation. Il faut toujours rester dans la partie linéaire de la courbe principale, afin de garder les performances optimales de l'aimant [11].



Figure(I.7) : Illustration d'une courbe B-H des aimants

I.5.1. Différents types d'aimants :

Il existe trois types d'aimants permanents utilisés dans l'excitation du moteur, actuellement ceux qu'on trouve sur le marché sont les Alnicos, les Ferrites et ceux à base de terres rares [11].

a- Aimants Alnicos : Ce sont les premiers aimants qui furent exploités et qui ont presque 55 ans d'existence. Ils sont caractérisés par une forte aimantation et un faible champ coercitif.

Les Alnicos sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes. Pour les isotropes $B_r \approx 0.7$ T, H_{cj} de 50 à 80 A/m et $(BH)_{\max}$ de 12 à 18 KJ/m³ [11], [8], [3].

b- Aimants Ferrites : Les ferrites sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Suivant la composition et le mode de fabrication, on obtient les propriétés suivantes : B_r de 0.2 à 0.4 T, H_{cj} de 140 à 300 A/m et $(BH)_{\max}$ de 10 à 40 KJ/m³. Ces aimants possèdent des performances modestes mais se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leur faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée permettant de les utiliser dans les moteurs. En raison de la faible valeur d'aimantation rémanente, il faut cependant recourir à des structures complexes de moteurs, à concentration de flux, pour atteindre des couples massiques et volumiques élevés [11], [7].

c- Aimants à base de Terres-Rares : Apparus depuis les années quatre-vingt du siècle passé et connaissent une large application dans l'industrie suite à leurs avantages par rapport aux autres aimants. Ils sont capables de produire une énergie emmagasinée très élevée, une induction

rémanente de l'ordre du Tesla et un champ coercitif fort. Pour cela ils sont les seuls matériaux magnétiques qui satisfont aux conditions citées auparavant.

Deux grandes familles d'aimants à base de terres rares existent [11], [3]:

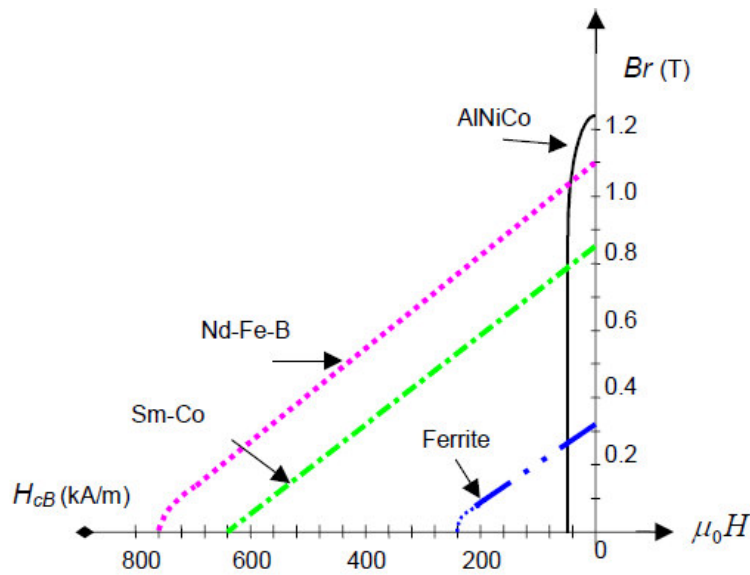
✚ **Les aimants samarium-cobalt:** Les aimants de type 1-5 (SmCo_5) qui sont simple à fabriquer, se forment à haute température puisqu'ils sont métastables à température ambiante et ils tendent à se décomposer spontanément au refroidissement. On évite cette décomposition en effectuant une trempe à partir d'une température supérieure à $575\text{ }^\circ\text{C}$. Ce type d'aimants peut être utilisé jusqu'à 250°C environ et possède une bonne stabilité thermique.

Les aimants de type 2-17 ($\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$) moins coûteux et présentent une rémanence supérieure à celle des premiers. Ils sont utilisables jusqu'à une température de l'ordre de $350\text{ }^\circ\text{C}$. Les aimants modernes de ce type contiennent de nombreux composés d'addition comme le fer, le cuivre et le zirconium [11], [3].

✚ **Les aimants fer-néodyme-bore:** le matériau de base est constitué par le composé ternaire $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$, ils possèdent une aimantation rémanente très élevée mais leur température de curie limite leurs performances. Les derniers travaux de recherches portent sur des additions convenables de cobalt et d'aluminium qui permettraient d'amener la température de curie au voisinage de 490°C .

Il faut souligner que les aimants permanents utilisés dans les moteurs électriques présentent une très grande rigidité magnétique (associée à une perméabilité magnétique dynamique proche de la perméabilité de l'air : μ_0) qui garantit une grande résistance à la désaimantation nécessaire pour les fonctionnements démagnétisant dans les moteurs.

Au regard des propriétés générales des différents aimants et compte tenu du couple désiré pour l'encombrement donné, nous avons privilégié des Nd-Fe-B. Cependant, pour un cahier des charges moins contraint en termes d'ondulations de couple, l'utilisation de ferrites avec un moteur à concentration de flux paraît être une alternative intéressante [11].

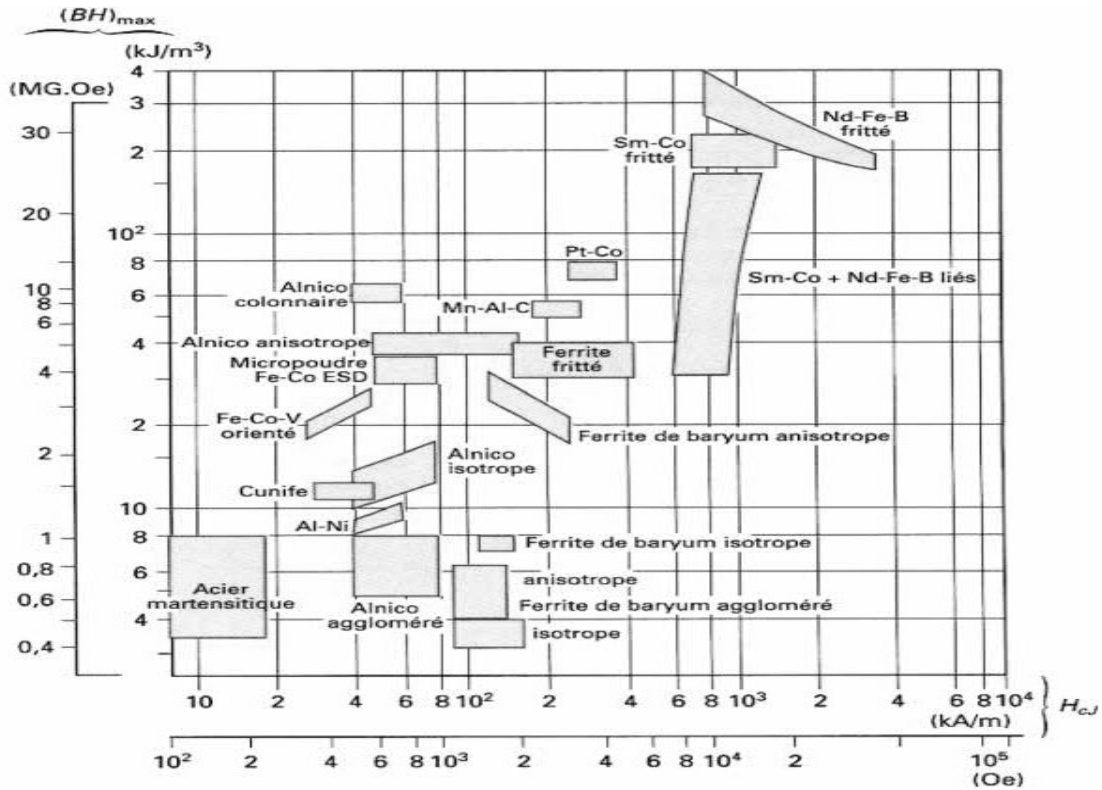


Figure(I.8) : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [11]

I.5.2. Etude comparative des différents aimants permanents:

Comme indiqué auparavant, les performances d'un aimant seront définies par une forte induction rémanente et un grand champ coercitif, ce qui déduit une importante énergie de stockage. La figure (I.9) résume les différentes caractéristiques magnétiques des aimants. En examinant le tableau (1), et cette figure, on déduit que [3], [11]:

- Les aimants de type TERRE-RARES (Nd-Fe-B, Sm-Co) sont très puissants et présentent les meilleurs performances (B_r , H_c et $(BH)_{max}$), mais ils possèdent une mauvaise tenue thermique, et aussi leur coût élevé freine l'extension de ces nouveaux aimants. Néanmoins des solutions intermédiaires apparaissent avec les plasto-neodymes. C'est un mélange de néodyme-fer-bore avec un liant plastique. Cette matière permet de réaliser des pièces moulées, ce qui facilite l'assemblage et diminue le nombre de pièces mécaniques.
- Les aimants en ALNICO ont un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible, ce qui pose de gros problèmes de démagnétisation. Ces aimants ne peuvent être sortis de leur circuit magnétique, sous peine de les désaimanter.
- Les aimants en FERRITE sont beaucoup plus robustes et relativement peu coûteux. Ils résistent bien à la température, mais peu énergétiques.



Figure(I.9) : Choix des aimants en fonction de leurs propriétés [12]

Type d'aimants	Densité d'énergie (BH) _{max} (KJ/m ³)	Induction rémanente Br (T) à 25 °C	Champ coercitif -H _c (KA/m)	Température T _{max} °C	Prix (€/Kg)
NdFeB	200-380	1,2-1,5	900-2000	140-220	80-150
SmCo5	140-200	1	2000	280	220
Sm2Co17	180-240	1,05	2000	350-550	300
Alnicos	50-85	1,1-1,3	130	550	45
Ferrites strontium	27-85	0,3-0,4	250	250	6
Ferrites baryum	8-30	0,2-0,4	170	100-240	4,5

Tableau 1 : Exemples de propriétés magnétiques des aimants [13]

I.6. Alimentation du moteur à aimants permanents :

En fonction de l'alimentation des moteurs à aimants permanents, on peut les regrouper en deux grandes familles : les moteurs dont la force électromotrice f.é.m. est sinusoïdale (MSAP) et ceux dont la f.é.m. est de forme trapézoïdale (BLDCM) [14].

I.6.1. Moteur à f.é.m. sinusoïdale (MSAP):

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) [14].

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 [14].

Les MSAP sont généralement utilisés pour assurer un contrôle à haute résolution par l'intermédiaire d'un capteur de position numérique à haute résolution dont le coût peut dépasser celui du moteur. Ce moteur développe un couple ne comportant que de faibles ondulations. Elle trouve son application dans le domaine des moteurs-outils tel que les polisseuses, fraiseuses, rectifieuse, ect.... [15].

I.6.2. Moteur à f.é.m. trapézoïdale (BLDCM):

Un moteur BLDCM (Brushless Direct Current Motors) est un moteur à courant continu excité par des aimants permanents et dépourvu du système Balais-Collecteur, la fonction de ce dernier a été remplacée par une commutation électronique. Ces moteurs sont semblables aux moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) à la différence qu'ils contiennent dans leurs gabarits des systèmes de détection de la position du rotor, on peut dire que c'est un moteur synchrone à aimants permanents autopiloté.

Pour les moteurs dits 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° [14].

La commande des (BLDCM) 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 [14]. En effet, pour générer des courants rectangulaires, il suffit de connaître la position du rotor à chaque 60° , c'est à dire 6 fois par période électrique [15].

Les BLDCM présentent un couple élevé mais comportent des ondulations importantes qui sont inacceptables dans les applications à grandes performances [14]. Ces ondulations sont

essentiellement dues à l'effet retardateur des inductances des enroulements du stator lors de la commutation des courants [15].

Les BLDCM sont utilisés pour des applications à basses performances (peu sensible au couple) comme les pompes et les ventilateurs. Mais rien n'empêche, en pratique, d'alimenter un moteur 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) [14].

I.6.3 Alimentation par un commutateur de courant :

Dans le cas d'une alimentation en courant, la commutation peut être naturelle (le courant doit alors être en avance sur la tension. Pour faciliter ce mode de fonctionnement, le moteur doit être surexcité). En même temps, la commutation peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les f.e.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors.

L'alimentation du moteur doit être adaptée aux caractéristiques de ceci. Ainsi, il sera préféré une alimentation en créneaux de courant dans le cas d'un moteur qui, lorsque deux de ses phases sont alimentés en série par un courant constant, possède une courbe de couple électromagnétique $C_{em}(\theta_m)$ de forme trapézoïdale (moteur synchrone à aimants sans pièces polaires). Cette alimentation minimise les ondulations de couple (la superposition des courbes de $C_{em}(\theta_m)$ lors des différentes séquences de fonctionnement donne une courbe de couple pratiquement constant) [16], [17], [18].

I.6.4 Alimentation par un onduleur de tension :

La commande d'un moteur à aimants permanents peut se faire aussi à partir d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante.

Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques du moteur des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO, transistors bipolaire, MOSFET, IGBT, etc.).

Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones [18]. Pour réaliser un onduleur triphasé classique alimenté par une source de tension continue (munie d'un filtrage capacitif), et dont le récepteur est une charge alternative qui se comporte comme une source de courant (le stator d'un moteur à courant alternatif est inductif), on a besoin de 6 interrupteurs bidirectionnels en courant. Il faut aussi disposer donc de diodes rapides et performantes, montées en parallèle inverse avec les transistors IGBT.

Cette configuration permet d'imposer aux moteurs des courants présentant une faible distorsion harmonique et conduit ainsi à l'élaboration des systèmes d'entraînements à base de moteurs à courant alternatif à hautes performances [18], [19], [20].

I.7. Commutation des moteurs à aimants permanents :

La fonction de commutation, réalisée mécaniquement par le collecteur dans le cas du moteur DC, est effectuée électroniquement, sans aucun contact mécanique entre stator et rotor dans le cas du moteur à aimants permanents.

De façon à pallier aux inconvénients de la commutation mécanique, il faut dans la mesure, du possible supprimer le collecteur et essayer de reproduire électroniquement la fonction qu'il réalise. Dans ce but, la commutation va être effectuée de manière électronique et les adaptations de principe suivantes sont effectuées [21] :

- L'excitation, réalisée jusqu'ici au niveau du stator par l'aimant permanent, voir un enroulement, est maintenant créé par le rotor, c.-à-d, la partie tournante du moteur (on considère ici le cas le plus fréquent d'un moteur à rotor intérieur), que l'on munit d'aimants permanents. Le rotor joue donc maintenant le rôle d'inducteur sans qu'il soit toutefois nécessaire de lui transmettre de l'énergie par le biais d'un contact mécanique ;
- Les trois enroulements toujours couplés en étoile, sont logés dans les encoches du stator, lequel fait désormais office d'induit ;
- Le collecteur est supprimé ;
- Trois sondes à effet Hall (S_1 , S_2 et S_3) sont utilisées pour détecter le champ d'induction produit par l'aimant et pour ainsi mesurer grossièrement la position du rotor. Elles sont solidaires du stator, logées directement dans celui-ci ou sur une pièce fixée au stator en face d'un aimant auxiliaire solidaire du rotor ayant les mêmes caractéristiques que les aimants permanents du rotor. Comme indiqué précédemment, elles sont espacées de 60° , voire 120° . C'est sur la base de l'information qu'elles délivrent que les phases seront commutées ;

L'alimentation par variateur de courant continu, est remplacée par une électronique de commutation semblable, avec cependant une branche de plus. La tension U_c du circuit intermédiaire est donc également continue. On a alors affaire à un onduleur triphasé, dispositif qui permettra de créer un système de courants et de tensions triphasés de fréquence variable. Les potentiels appliqués aux bornes de chaque phase sont donc commutables à volonté entre $+U_e$ et $-U_e$. Notons que c'est pour les mêmes raisons que celles évoquées lors de la présentation du variateur de courant continu que l'alimentation choisie fonctionne en mode de commutation, ce dernier permettant de limiter les pertes thermiques dans l'étage de puissance. Sous la forme de six transitions par tour, les signaux

S_1 , S_2 et S_3 issus des sondes de Hall fournissent l'information minimale sur la position de l'aimant, laquelle est nécessaire à la commutation au temps opportun des trois phases. [21]

L'alimentation et la commande électronique représentent les éléments clés du moteur à commutation électronique. En effet elles génèrent, à partir d'une tension continue, le champ tournant statorique nécessaire au fonctionnement du moteur. Dans le but d'augmenter ses performances, il est indispensable d'asservir le champ magnétique statorique à la position du rotor. Pour un moteur triphasé, la génération du champ tournant s'effectue à partir de trois tensions (commande en tension) ou courants (commande en courant) déphasé spatialement et temporellement de $(2.\pi/3)$ [22].

La réalisation pratique du champ tournant est faite à partir d'un onduleur. Celui-ci se présente généralement sous la forme d'un pont à 6 transistors. Pour éviter tout court circuit, deux transistors d'une même branche ne peuvent conduire simultanément. La séquence de commutation des phases est déterminée par le type de commande utilisé [22].

I.7.1. Commande à 120° contrôlée en courant :

Parmi les différentes commandes électroniques (120°, 180) ou « sinus » adaptées aux moteurs triphasé, seule la commande à 120°, relative à un branchement en étoile, sera présenté ici. Dans une commande à 120°, chaque transistor conduit pendant un tiers de période électronique la séquence de commutation correspond à une succession de six combinaisons. Chaque combinaison a deux branches du pont actives et une flottante. Comme les extrémités de chaque branche du pont connecté aux bornes d'une source de tension continue et son centre à une des phases du moteur, chaque borne du moteur peut se trouver dans un des états suivants [22] :

- 1- potentiel positif (le transistor de la branche supérieure conduit).
- 2- potentiel nul (le transistor de la branche inférieure conduit).
- 3- potentiel flottant (aucun transistor de la branche ne conduit).

Le passage d'une combinaison à l'autre s'effectue tous les 60° électrique en fonction de la position du rotor. Lors de la commutation, il s'agit d'éteindre un transistor de l'une des deux branches actives et d'enclencher un transistor de la branche flottante.

I.7.2. Capteurs à effet Hall :

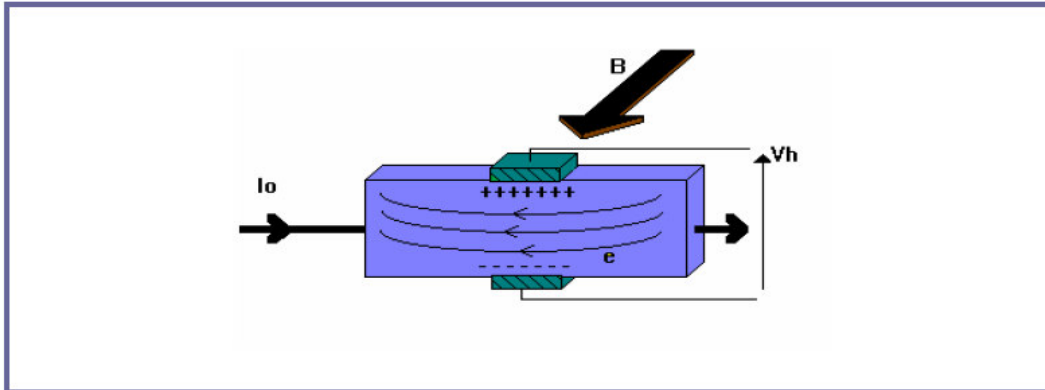
Si un courant I_0 traverse un barreau en matériau conducteur ou semi-conducteur, et si un champ magnétique d'induction B est appliqué perpendiculairement au sens de passage du courant, une tension V_h , proportionnelle au champ magnétique et au courant I_0 , apparaît sur les faces

latérales du barreau. C'est la tension de Hall (du nom de celui qui remarqua le phénomène en 1879) [23].

$$V_h = K_h \cdot B \cdot I_0 \quad (I.1)$$

K_h : constante de Hall, qui dépend du matériau utilisé.

Les causes de l'effet Hall, Les électrons sont déviés par le champ magnétique, créant une différence de potentiel appelée tension de Hall.



Figure(I.10) : Capteur à l'effet hall

I.8. Domaine d'application:

Le moteur à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteur) à plusieurs méga Watts (système de propulsion des navires), dans des applications aussi diverse que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [12].

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association moteur à aimants-convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...). 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 microordinateurs [12], [24].

I.9. Avantages et inconvénients des moteurs à aimants permanents : [8]**a. Avantages [25] :**

Les moteurs à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de moteur : à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone. Parmi ces avantages, on peut citer :

- Meilleures caractéristiques thermiques, la localisation des pertes joules et des pertes fer au stator simplifie le refroidissement du moteur.
- 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.

b. Inconvénients [26] :

Les moteurs à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de moteur. Parmi ces avantages, on peut citer :

- Dans le moteur 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 des aimants permanents de type terre rare. Ces aimants permanents présentent de très grandes qualités (champs coercitif, tenue en chaleur, etc.) par rapport aux aimants permanents « 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 moteurs à courant continu, possible dans les moteurs synchrones par contrôle de l'angle d'autopilotage.

I.10. Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté des généralités sur les moteurs à aimants permanents en se basant sur ces différentes structures, ces modes d'alimentation ainsi que les caractéristiques des différents types des aimants permanents.

On conclut que la classification de ces moteurs en deux types (MSAP et BLDCM), peut se faire, respectivement, selon leur mode d'alimentation (sinusoïdale ou trapézoïdale), ainsi que ce dernier fait la différence entre les performances dynamiques de chaque type. Les moteurs BLDCM présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de moteurs classiques à savoir : Meilleures caractéristiques thermiques, maintenance réduite, rendement et facteur de puissance élevé.

Chapitre II

Modélisation du moteur à aimants permanents

II.1. Introduction :

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

Les lois de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse, de la position et du couple électromagnétique. Toutes ces améliorations demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire.

Dans ce chapitre, on va présenter la modélisation d'un moteur à aimants permanents (deux types MSAP et BLDCM), associé à un convertisseur statique (un onduleur triphasé).

II.2. Modélisation du moteur à aimants permanents :

La modélisation du moteur à aimants permanents fait l'objet de nombreuses études en moyenne et forte puissance. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'un moteur à aimants permanents facilite largement son étude.

Les MAP sont classés en deux catégories "sinusoïdale" (MSAP) et "non- sinusoïdale" (BLDCM) en fonction de la répartition spatiale des conducteurs. Les MAP sinusoïdales alimentés par des courants sinusoïdaux présentent un couple constant et leur modèle en régime linéaire est relativement simple dans le "repère de Park" [27].

Le modèle électrique du MAP à force contre électromotrice "trapézoïdale" (BLDCM) requiert une attention particulière. En effet, étant donné que les f.c.e.m induites par les aimants sont non sinusoïdales, il n'est pas possible d'appliquer directement le changement de référentiel à l'aide de la transformée de Park. Cette transformation permet d'accélérer le temps de calcul, car les variables d'état sont constantes en régime permanent et d'en simplifier la commande [28].

Dans le cas de BLDCM, plusieurs auteurs s'accordent pour utiliser les variables de phase (abc) afin de modéliser ce moteur. Cette modélisation aura pour conséquence d'augmenter légèrement le temps de simulation. Toutefois, étant donné que le modèle d'état est relativement simple, cette augmentation sera minime [28], [29].

II.2.1. Hypothèses simplificatrices :

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle. Cela permet une étude et une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs [16].

Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes [30] :

- Caractéristiques magnétiques du moteur linéaire (circuit magnétique non saturé). Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités des courants (sont constantes). Les pertes dans le fer (pertes par hystérésis et par courants de Foucault) sont nulles.
- La variation des résistances des enroulements en fonction de la température est négligeable. On prendra les valeurs correspondantes au fonctionnement sous charge nominale, après stabilisation de la température des enroulements.
- La symétrie du moteur.

II.2.2. Description du moteur à aimants permanents triphasé:

Le moteur à aimants permanents comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie du moteur. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à p pair de pôles; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à 120° [30].

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

La robustesse et la fiabilité du moteur synchrone à aimants permanents est une conséquence directe de sa structure peu compliquée, le point de départ pour un modèle du système mécanique est la deuxième loi de Newton.

II.2.3. Modèle du moteur dans le repère triphasé ABC :

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices citées précédemment, les équations du moteur s'écrivent comme suit [30], [31]:

II.2.3.1. Equations électriques :

Les équations de la tension statoriques sont données par :

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$[V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad [\phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}, \quad [R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

II.2.3.2. Equations magnétiques :

Les équations du flux statoriques (équations magnétiques) peuvent être exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$[\phi_{sabc}] = [L][i_{abc}] + [\phi_{rabc}] \quad (\text{II.4})$$

Où :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La self-inductance (l'inductance propre) est la somme de deux inductances, l'inductance de fuite L_{IS} et l'inductance de magnétisation L_m , ($L_{ss} = L_{IS} + 3/2L_m$). Les flux Φ_{rabc} sont les flux rotoriques vus par les enroulements du stator.

Avec :

$$\phi_{rabc} = \phi_m \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

La substitution de (II.4) dans (II.2) donne :

$$[V_{abc}] = [R][i_{abc}] + [L] \frac{d}{dt} [i_{abc}] + [\phi_{rabc}] \quad (\text{II.7})$$

On remarque que le système (II.7) engendre des équations fortement non-linéaires et couplées. Pour simplifier ce modèle, la majorité des travaux dans la littérature préfèrent utiliser une transformation vers un système biphasé.

II.2.3.3. Equations mécaniques:

L'équation électromécanique est exprimée par [31]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{II.8})$$

Avec :

- J c'est le moment d'inertie du moteur;
- Ω c'est la vitesse angulaire mécanique du rotor;
- f c'est le coefficient de frottement visqueux;
- C_{em} c'est le couple électromagnétique délivré par le moteur;
- C_r c'est le couple résistant, ou de charge.

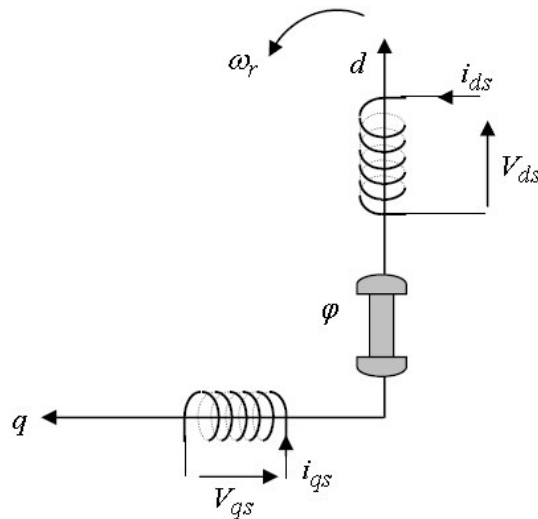
II.2.4. Modèle biphasé:

La mise en équation des moteurs à aimants permanents triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants [30].

Les transformations de Park permettent d'obtenir un système équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements a , b , et c . Le troisième enroulement est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases a , b , et c et représente la composante homopolaire. En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de Park ou de Concordia au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations du moteur dans ce repère [31].

Le repère de Park (d, q, o) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de Park. Tandis que la transformation de Concordia conserve la puissance instantanée elle est donc invariante en puissance [30], [31]

À un système triphasé quelconque (a, b, c) on associe un système biphasé (d, q, o) , comme le montre la figure (II.1) [32].



Figure(II.1) : Le moteur à aimants permanents dans un référentiel d-q

La transformation directe de *Park* est définie par la matrice $[P]$. Aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$, et $[\phi_{abc}]$, la transformation de *Park* fait correspondre les vecteurs $[v_{dqo}]$, $[i_{dqo}]$ et $[\phi_{dqo}]$. La transformation de *Park* est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants, et de flux $[x_{dqo}] = [x_o \ x_d \ x_q]$. Le vecteur x_o représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs x_a , x_b , et x_c . Les vecteurs x_d et x_q représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a , x_b , et x_c [30], [31].

La transformation de Park est définie comme suit [28], [30], [33] :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{II.9})$$

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

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Dont la matrice inverse a pour forme :

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^T \quad (\text{II.11})$$

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.9) est nulle.

En appliquant la transformation (II.9) au système (II.2), on aura :

$$[V_{dq}] = [P(\theta)][V_{abc}] = [P(\theta)][R][i_{abc}] + [P(\theta)] \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] \quad (\text{II.12})$$

Ensuite, en se basant sur (II.12) et (II.4), on obtient :

$$[V_{dq}] = [P(\theta)][R][P(\theta)]^{-1}[i_{dq}] + [P(\theta)][P(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\phi_{dq}] + [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\phi_{dq}] \quad (\text{II.13})$$

Du moment que [R] est diagonale, alors :

$$[P(\theta)][R][P(\theta)]^{-1} = [R] \quad (\text{II.14})$$

En utilisant la relation:

$$[P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Et à l'aide de (II.14), on peut déduire les équations de Park sous une forme vectorielle comme suit :

$$[V_{dq}] = [R][i_{dq}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dq}] + p\omega_r [\phi'_{dq}] \quad (\text{II.16})$$

Où :

$$\begin{bmatrix} V_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} i_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \phi_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R & 0 \\ 0 & R \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \dot{\phi}_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{\phi}_q \\ -\dot{\phi}_d \end{bmatrix}$$

Et la transformation (II.9) appliquée à (II.4) donne :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

► Couple électromagnétique pour une f.e.m de forme sinusoïdale (MSAP) [30] :

Pour un MSAP à pôles saillants le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3p}{2} (\phi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \quad (\text{II.18})$$

Pour un MSAP à pôles lisses ($L_d=L_q$) le couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{3p}{2} (\phi_m i_q) \quad (\text{II.19})$$

► Couple électromagnétique pour une f.e.m de forme trapézoïdale (BLDCM) [34] :

En générale, pour un moteur à aimant permanent dont la forme de la f.e.m est trapézoïdale, on peut utiliser les relations suivantes :

Pour un BLDCM à pôles saillants :

$$C_{em} = \frac{3p}{2} \left(\left(\frac{d\phi_{rd}}{d\theta} - \phi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\phi_{rq}}{d\theta} + \phi_{sd} \right) i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} \right) \quad (\text{II.20})$$

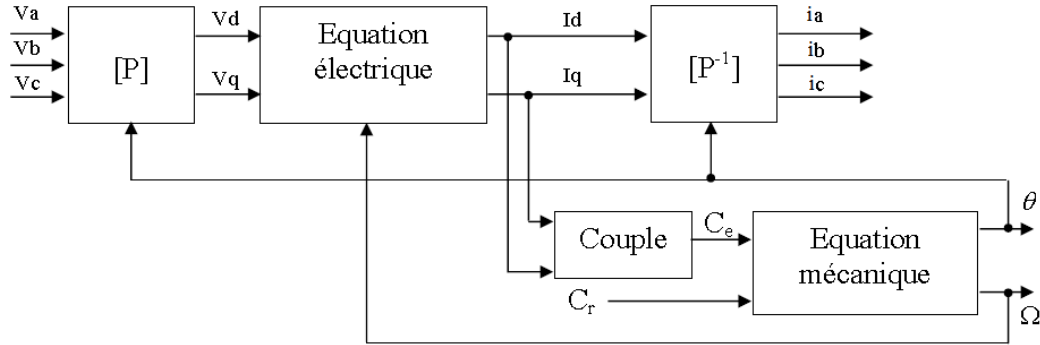
Pour un BLDCM à pôles lisses :

$$C_{em} = \frac{3p}{2} \left(\left(\frac{d\phi_{rd}}{d\theta} - \phi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\phi_{rq}}{d\theta} + \phi_{sd} \right) i_{sq} \right) \quad (\text{II.21})$$

Ou :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_{sd} - L_d \cdot i_{sd} \\ \phi_{rq} = \phi_{sq} - L_q \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Toutes ces équations résume dan un schéma fonctionnelle, figure (II.2) suivante [27] :



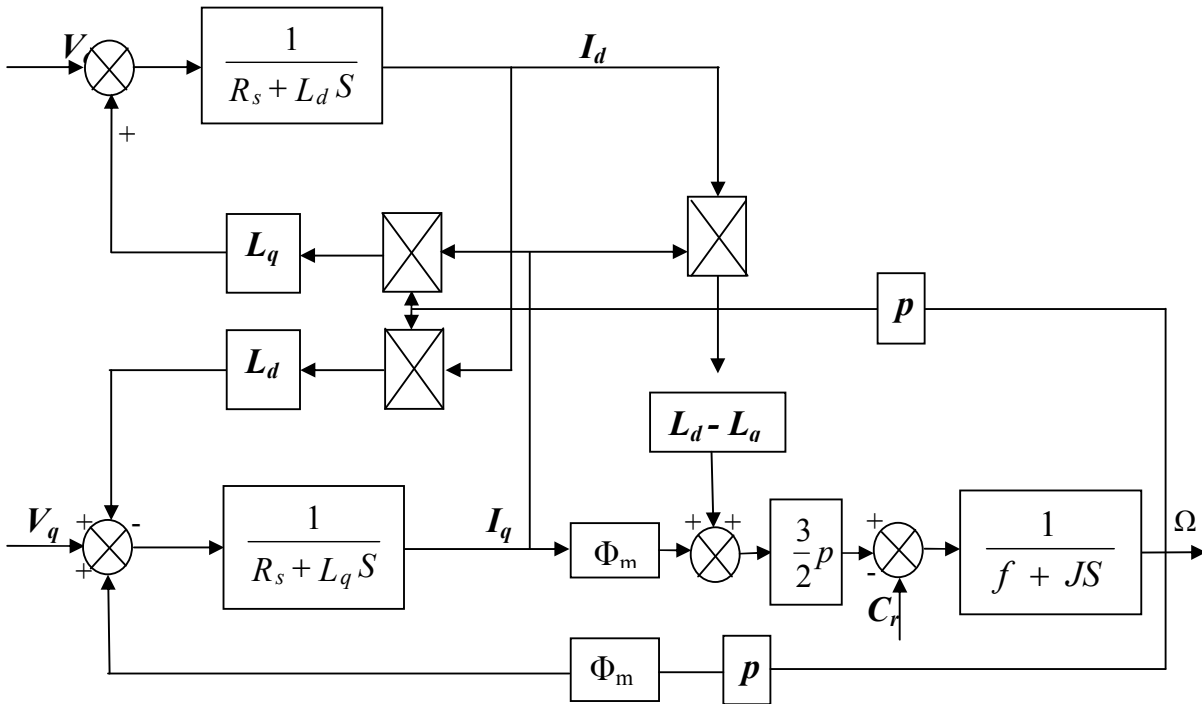
Figure(II.2) : Schéma fonctionnel du modèle de Park

I.2.5. Schéma fonctionnelle du moteur à aimants permanents :

D'après les équations (I.16), (I.20) et (I.21), on obtient le système d'équations suivant

[27], [30], [34]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{ds}} (V_{ds} - R_s i_{ds} + \omega_r L_{qs} i_{qs}) \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{qs}} (V_{qs} - R_s i_{qs} - L_{ds} \omega_r i_{ds} - \omega_r \phi_m) \\ C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs} + \phi_m i_{qs}] \quad \text{pour le MSAP} \\ C_{em} = \frac{3p}{2} \left(\left(\frac{d\phi_{rd}}{d\theta} - \phi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\phi_{rq}}{d\theta} + \phi_{sd} \right) i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} \right) \quad \text{pour le BLDCM} \\ C_{em} - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \end{array} \right. \quad (II.23)$$

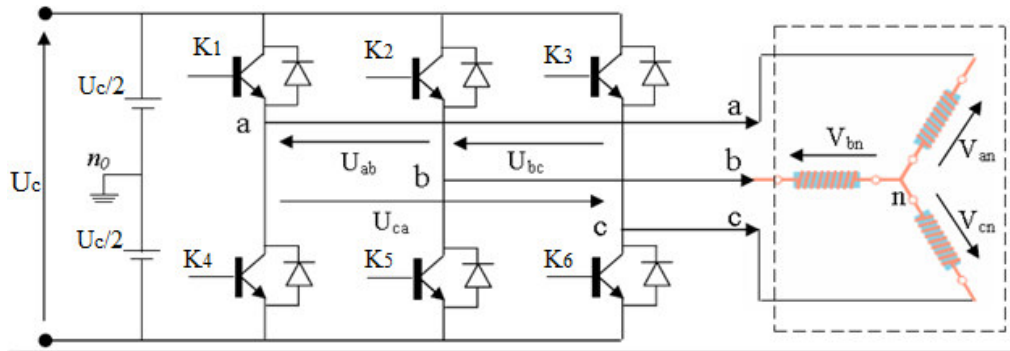


Figure(II.3) : Schéma bloc d'un moteur à aimants permanents alimenté en tension

II.3. Modélisation de l'onduleur de tension utilisé:

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances, le séquencement imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquées aux enroulements statoriques du moteur. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération.

Les interrupteurs (K_1, K_4), (K_2, K_5), (K_3, K_6) sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du moteur est illustré par la figure (II.4) [27], [35].



Figure(II.4) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator du moteur [27]

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables), couplée en étoile avec un neutre isolé.

L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer la forme des trois signaux soit sinusoïdaux ou trapézoïdaux. Soit C_K , les signaux de commande des bras K de l'onduleur ; avec $K \in \{1, 2, 3\}$.

$C_K=1$ si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert ;

$C_K=0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé.

II.3.1. Cas d'un moteur à force électromotrice sinusoïdale (MSAP) :

Dans ce cas la charge connectée à l'onduleur est équilibrée, ($V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$), alors [30] :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{sa} = \frac{U_c}{3} (2 \cdot C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{bn} = V_{sb} = \frac{U_c}{3} (-C_1 + 2 \cdot C_2 - C_3) \\ V_{cn} = V_{sc} = \frac{U_c}{3} (-C_1 - C_2 + 2 \cdot C_3) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Sous formes matricielle :

$$[C_K] = [C_1 \ C_2 \ C_3]^T; \quad [V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad (\text{II.25})$$

Où V_{sabc} est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_c \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_c \cdot [T_s] \cdot [C_K] \quad (\text{II.26})$$

II.3.2. Cas d'un moteur à force électromotrice trapézoïdale (BLDC) :

Nous allons considérer un moteur à aimants à f.é.m trapézoïdale avec un plateau idéal de largeur 120° électriques. Les courants dans les phases du stator seront imposés avec une commande à 120° et contrôlés par hystérésis. Le retour du courant, maintenu dans une fourchette autour de sa valeur de référence, constitue le maximum des valeurs absolues des courants de phase [36]. Dans ce cas la charge connectée à l'onduleur est non équilibrée, ($V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 3E_0$).

II.3.2.1. Cas où deux phases sont alimentées [36] :

Dans ce cas, la tension appliquée aux bornes des deux phases actives est une fonction de la commande appliquée aux transistors de l'onduleur commandé et de la tension de l'étage continu U_c . En négligeant la chute de tension de la résistance statorique, nous avons l'équation :

$$\varepsilon U_c = 2 \cdot E + 2 \cdot l_c \cdot \frac{di}{dt} \quad (\text{II.27})$$

Où : l_c est l'inductance cyclique, E l'amplitude de la f.é.m et U_c la tension de l'étage continu. ε peut prendre en fonction de la commande des trois valeurs suivantes : 0, +1 ou -1.

Pour que le courant i puisse être contrôlé, on doit pouvoir l'augmenter ($\frac{di}{dt} \geq 0$) et le diminuer

($\frac{di}{dt} \leq 0$).

$$\frac{di}{dt} = \frac{\varepsilon U_c - 2E}{2l_c} \quad (\text{II.28})$$

D'après cette relation, l'amplitude E de la f.é.m doit rester inférieure à la moitié de U_c . Le cas le

$$\text{plus contraignant étant : } E_{\max} \leq \frac{U_{c \min}}{2} \quad (\text{II.29})$$

II.3.2.2. Cas où trois phases sont alimentées [37] :

Lorsque les trois phases conduisent, en négligeant la chute de tension ohmique, les courants évoluent d'après les relations ci après :

$$l_c \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{pmatrix} \quad (\text{II.30})$$

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} E_0 \\ E_0 \\ E_0 \end{pmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Avec :

$$E_0 = \frac{E_a + E_b + E_c}{3} \quad (\text{II.32})$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{sa} = \frac{U_c}{3} (2 \cdot C_1 - C_2 - C_3) + E_0 \\ V_{bn} = V_{sb} = \frac{U_c}{3} (-C_1 + 2 \cdot C_2 - C_3) + E_0 \\ V_{cn} = V_{sc} = \frac{U_c}{3} (-C_1 - C_2 + 2 \cdot C_3) + E_0 \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

C_1 , C_2 et C_3 , sont les variables binaires indiquant la commande des transistors du «haut» du l'onduleur. Les commandes des transistors du «bas» sont alors complémentaires à celles du «haut». Compte tenu de la commande appliquée, on peut montrer que lorsque les trois phases sont alimentées, V_{an} , V_{bn} , V_{cn} ne prennent que les valeurs $(+/- \frac{2}{3} U_c + E_0)$ et $(+/- \frac{1}{2} U_c + E_0)$.

La condition nécessaire à la contrôlabilité des courants est liée à la valeur relative de E_{max} par rapport à U_{min} et comme dans le cas correspondant à deux phases alimentées cette condition

$$\text{est } E_{\max} \leq \frac{U_{c \min}}{2}.$$

II.4. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de deux types de moteur à aimants permanents (MSAP et BLDCM). Le modèle du moteur à aimants permanents est réalisé dans le repère de Park dont le but de linéariser le système et de faciliter l'étude. Par la suite, on a abordé la modélisation de l'onduleur de tension triphasée concernant les deux cas d'alimentation du moteur (sinusoïdale et trapézoïdale).

Chapitre III

La commande vectorielle des MSAP et BLDCM

III.1. Introduction :

Le découplage entre la magnétisation en flux et la production du couple électromagnétique de moteur à courant continu est parfaitement adaptée aux traitements à vitesse variable, mais la présence du système balai collecteur limite la puissance et la vitesse maximale est présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement.

Pour toutes ces raisons, le moteur à aimants permanents tend à se substituer au moteur à courant continu. Cette évolution, motivée par d'indéniables qualités de robustesse et de fiabilité. Toutefois, un problème majeur se pose : le modèle du moteur à aimants permanents correspond à un système multi variable et fortement couplé, c'est pour cette raison, une méthode de commande dite 'orientation du flux', a été proposée par Blaschke en 1972, elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composants analogiques, l'implantation de la commande était alors difficile [38]. Avec le développement des nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs statiques a permis de fonctionner à des fréquences de commutation très élevée et, par conséquent, une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, des calculateurs puissants ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, en régime transitoire qu'en régime permanent.

Afin de contrôler le couple d'un moteur à aimants permanents, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant. Ceci est possible en contrôlant instantanément son amplitude et son retard par rapport à la F.e.m, ou bien ces composantes suivant l'axe direct et l'axe en quadrature.

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant [31] :

- La première méthode ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique du moteur et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.
- La deuxième méthode exige la connaissance du modèle du moteur et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes du moteur grâce à un onduleur de tension triphasé.

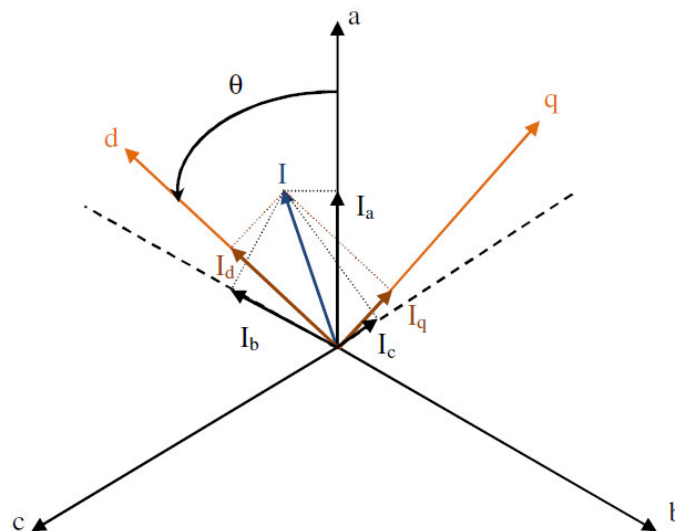
La commande vectorielle porte en général sur des moteurs alimentés en tension et régulées en courant sur les axes (d) et (q). Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [31], [39].

III.2. Principe de la commande vectorielle :

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de MAP à celui d'un MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques du moteur vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet de contrôler le flux du moteur avec la composante directe i_{ds} du courant statorique correspond au courant inducteur de MCC. Tandis que, la composante quadratique i_{qs} du courant statorique permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de MCC [30], [31], [39].

Le couple électromagnétique développé par le MAP (MSAP et la BLDCM) peut s'écrire dans le référentiel de Park (d, q) sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_{ds} \cdot i_{qs} + \phi_m \cdot i_{qs}] & \text{pour le MSAP} \\ C_{em} = \frac{3}{2} p \left[\left(\frac{d\phi_{dr}}{dt} - \phi_{qs} \right) \cdot i_{ds} + \left(\frac{d\phi_{qr}}{dt} + \phi_{ds} \right) \cdot i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} \cdot i_{qs} \right] & \text{pour le BLDCM} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$



Figure(III.1) Diagramme de phase de MAP dans le référentiel lié au champ tournant

La figure (III.1) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe d du référentiel (d, q) liée au stator. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante i_{qs} soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Si le courant i_{ds} est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique

suivant l'axe 'd' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (surexcitation). D'autre part, si le courant i_{ds} est négatif le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant i_{ds} doit être nul, lorsque le système travaille à couple optimal linéaire [30].

$$i_{ds} = 0 \Rightarrow i_{qs} = i_s \quad (\text{III.2})$$

Donc, on obtient :

$$\phi_d = \phi_m \text{ (cas d'un MSAP)} \quad (\text{III.3})$$

Le couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \cdot \phi_m \cdot i_{qs} \quad (\text{III.4})$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à i_{qs} :

$$C_{em} = K_t \cdot i_{qs} \quad (\text{III.5})$$

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de défluxage est appliquée, la consigne de courant i_{ds} n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante [41] :

$$\sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \leq i_{max} \quad (\text{III.6})$$

Où : i_{max} est le courant maximal.

Cette stratégie permet l'exploitation optimale des capacités magnétique du moteur c.à.d : un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale, et à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale, le flux de référence exprimer par la relation non linéaire suivante [11] :

$$\begin{cases} \phi_{ref} = \phi_{rnom} & \text{si } \Omega \leq \Omega_{nom} \\ \phi_{ref} = \frac{\phi_{rnom}}{|\Omega|} \Omega_{nom} & \text{si } \Omega \geq \Omega_{nom} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

Ω_{nom} : la vitesse de rotation nominale,

ϕ_{rnom} : le flux rotorique nominale,

ϕ_{ref} : le flux rotorique de référence.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{em}^* ou le courant de référence i_{qs}^* . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge du moteur.

Le courant i_{qs}^* est comparé à la valeur i_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence V_{qs}^* [30], [42].

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation d' i_{ds} . Le courant i_{ds} de référence est maintenu à zéro. La sortie des régulateurs de i_{ds} et i_{qs} donnent des tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* et par la transformation de Park, on obtient les références de tensions V_{as}^* , V_{bs}^* et V_{cs}^* , qui sont les tensions de la commande de l'onduleur [30], [42].

Le système d'équation (II.23) introduit au chapitre précédent présente des non linéarités dues essentiellement à la présence des termes ωi_{ds} , ωi_{qs} et i_{ds} , i_{qs} pour cette raison nous allons ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes (d) et (q) complètement indépendantes, ce découplage permet surtout d'écrire les équations du moteur et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs [40].

III.3 Principe de Découplage :

On tient à signaler ici que le schéma bloc de la structure de commande en tension contient un bloc de compensation dont les équations sont données comme suit [40] :

Posons :

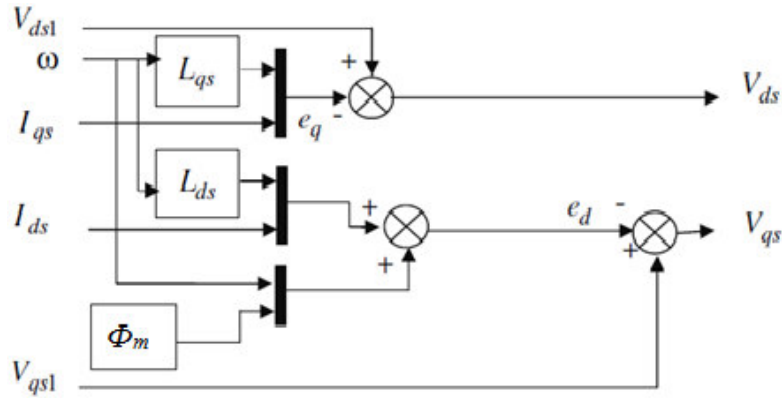
$$\begin{cases} V_{ds1} = V_{ds} + e_q \\ V_{qs1} = V_{qs} + e_d \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_{ds} i_{ds} + \omega \phi_m \\ e_q = \omega L_{qs} i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} - e_q \\ V_{qs} = V_{qs1} - e_d \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

e_d et e_q représentent les f.e.m qu'il faut compenser. Alors on peut donner le schéma bloc de la compensation par la figure (III.3) :

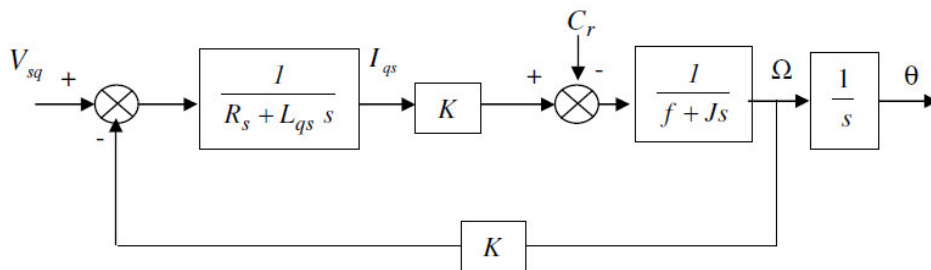


Figure(III.3) : Schéma bloc de découplage

III.4. Calcul des Régulateurs :

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique de control par des régulateurs *PI* qui permettant des performances satisfaisantes tant du point de vue de la régulation ou bien du point de vue de la stabilité, précision et rapidité. Notons que par analogie à la régulation utilise pour le MCC, deux boucles internes sont réalisées pour le contrôle direct du flux et du couple, ou indirectement par leurs composantes respectives en courant triphasé.

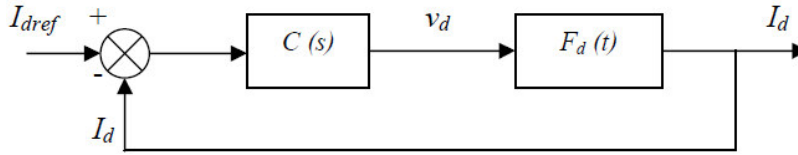
Lorsque le découplage entre l'axe (*d*) et l'axe (*q*) est réalisé et que i_d est maintenu nul, la figure (II.4) de chapitre précédent se réduit à la figure (III.4). Cette dernière figure montre que l'axe (*q*) du moteur se réduit alors à un schéma équivalent à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparé.



Figure(III.4) : Schéma bloc représentant la MAP après l'orientation du champ

III.4.1. Régulateur de courant :

Le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par:



Figure(III.5) : Régulation de courant

$$F_d(s) = \frac{1}{1 + T_{ds}S} = \frac{I_{ds}}{V_{ds1}} \quad (\text{III.12})$$

$$\text{Avec : } T_{ds} = \frac{L_{ds}}{R_s} \quad (\text{III.13})$$

Le régulateur (Reg_d) est choisi comme étant un régulateur proportionnel et intégral, avec la fonction de transfert de la forme suivante :

$$C(s) = Reg_d(s) = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \quad (\text{III.14})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$FTBO_d = \frac{K_{id}}{s} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} s \right) \frac{1}{1 + T_{ds}S} \quad (\text{III.15})$$

La démarche à suivre consiste à procéder à la compensation de la constante de temps du système, en posant :

$$\frac{K_{pd}}{K_{id}} = T_{ds} \quad (\text{III.16})$$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes :

$$FTBF_d = \frac{1}{1 + \tau_d s} = \frac{I_{ds}}{I_{dsref}} \quad (\text{III.17})$$

$$\text{Avec : } \tau_d = \frac{R_s}{K_{id}} \quad (\text{III.18})$$

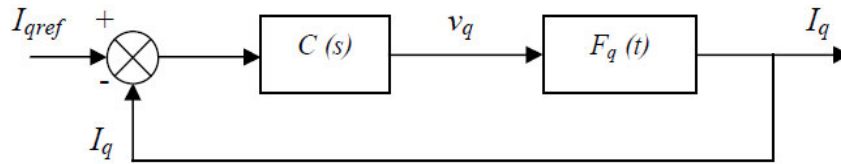
En choisissant ($\tau_d = T_{ds}$), donc:

$$K_{id} = \frac{R_s}{T_{ds}} = \frac{R_s^2}{L_d} \quad (\text{III.19})$$

$$K_{pd} = K_{id} \cdot T_{ds} \quad (\text{III.20})$$

III.4.2. Régulateur de couple:

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du couple (C et I_q):



Figure(III.6) : Régulation du couple

Sachant que (R_{egq}) à une même forme que (R_{egd}), donc :

$$FTBO_q = \frac{K_{iq}}{s} \left(1 + \frac{K_{pq}}{K_{iq}} s\right) \frac{1}{1 + T_{qs} s} \frac{R_s}{L_q} \quad (\text{III.21})$$

$$FTBF_q = \frac{1}{1 + \tau_q s} = \frac{I_{qs}}{I_{qsref}} \quad (\text{III.22})$$

$$\text{Avec : } \tau_q = \frac{R_s}{K_{iq}} \quad (\text{III.23})$$

En choisissant ($\tau_q = T_{qs}$), donc:

$$K_{iq} = \frac{R_s}{T_{qs}} = \frac{R_s^2}{L_q} \quad (\text{III.24})$$

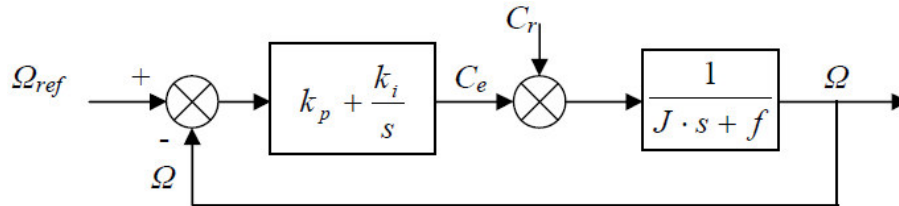
$$K_{pq} = K_{iq} \cdot T_{qs} \quad (\text{III.25})$$

Les boucles de courants correspondent donc à un premier ordre, il suffit de fixer la dynamique du système à travers un choix approprié de τ_d et τ_q . Celles-ci sont choisies de manière à

ce que la constante de temps du système en boucle fermée réglé soit inférieure à la constante de temps en boucle ouverte.

III.4.3. Régulateur de vitesse :

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par la figure suivante :



Figure(III.7) : Régulation de la vitesse

On a ajouté à cette boucle un filtre pour éliminer le dépassement dû à l'existence d'un (Zéro) dans la *FTBF* du Système (moteur + régulateur *PI*).

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

$$K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (\text{III.26})$$

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

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_p}{s} \left(s + \frac{K_p}{K_i} \right) \frac{1}{Js + f} \quad (\text{III.27})$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\omega(s)}{\omega_{ref}(s)} = \frac{K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p} \right)}{Js^2 + (f + K_p)s + K_i} \quad (\text{III.28})$$

La $FTBF_{\Omega}$ possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2ème ordre l'équation caractéristique peut être représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0} s^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0} \right) s + 1 \quad (\text{III.39})$$

$$\text{Alors : } \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (\text{III.30})$$

$$\frac{f + K_p}{K_i} = \frac{2\zeta}{\omega_0} \quad (\text{III.31})$$

Avec : ζ Coefficient d'amortissement.

On choisit alors le coefficient d'amortissement ζ et ω_0 on déduit K_i et K_p :

$$K_i = J\omega_0^2 \quad (\text{III.32})$$

$$K_p = \frac{2\zeta K_i}{\omega_0} - f \quad (\text{III.33})$$

Donc :

$$\begin{cases} K_i = \frac{4J}{\tau^2} \\ K_p = K_i \cdot \tau \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

$$\text{Avec : } \tau = \frac{L_q}{R_s} \quad (\text{III.35})$$

III.5. Résultats et interprétation :

Pour compléter l'étude théorique de la commande vectorielle et près la réalisation du découplage et la synthèse des régulateurs, et afin de tester les performances de la commande vectorielle appliquée aux MSAP et BLDCM, nous avons simulé le fonctionnement de l'ensemble Onduleur-Moteur à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink.

Cette simulation est basée sur le modèle du moteur élaboré dans le chapitre précédent. Les paramètres du moteur utilisés pour la simulation sont donnés à l'annexe A.

III.5.1. Résultats et interprétation de simulation de MSAP :

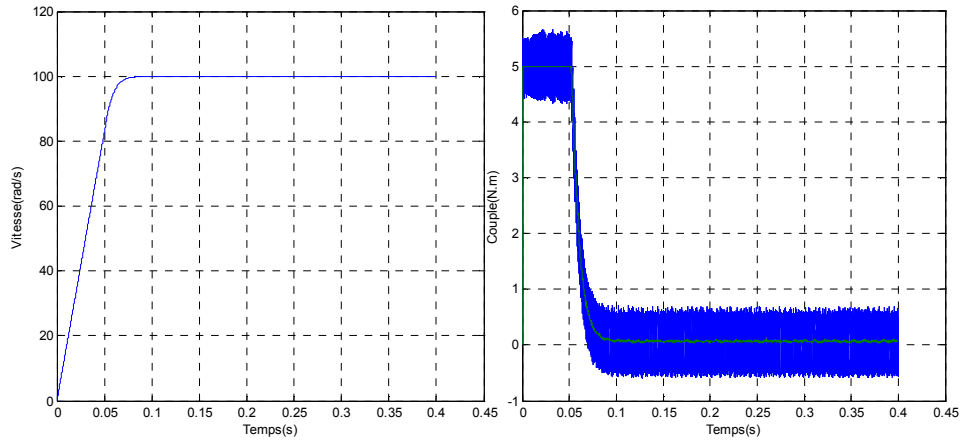
La Figure (III.8), montre le comportement de MSAP pour une consigne de 100 rd/s lors d'un démarrage à vide, on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, sans dépassement avec un temps de réponse court environ de 0.095s, on remarque aussi que le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limitée (5N.m) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

La réponse des deux composantes du courants statoriques montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle du MSAP, le couple et commandé par une simple action sur le courant (i_{qs}) alors que (i_{ds}) est fixé égale = 0A, (similaire à la commande d'une machine à courant continu).

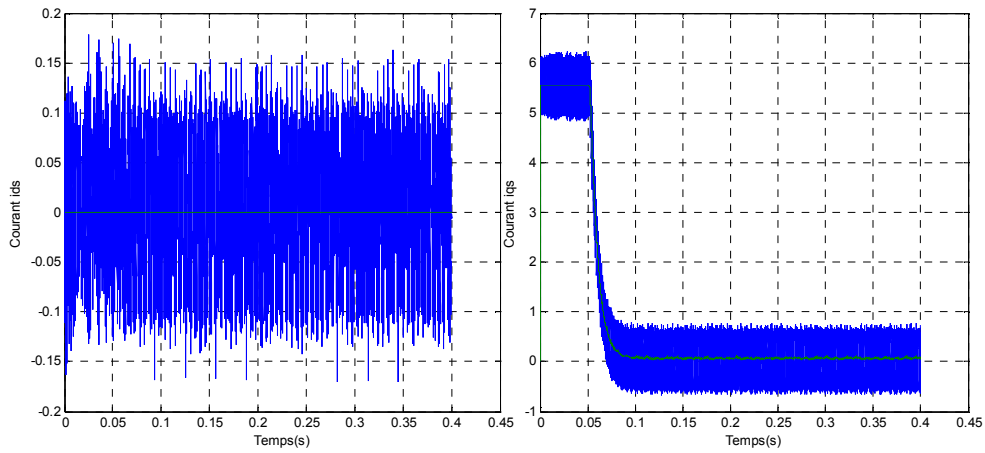
La Figure (III.9), montre l'application d'une charge $Cr=3 \text{ N.m}$ applique à $t=0.2s$, on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et l'effet de la perturbation de charge entrain une légère perte sur la vitesse à l'instant $t=0.2s$, qui est vite rétablie, le couple électromagnétique début par une valeur de 0 à 5 N.m et se stabilise à la valeur du couple résistant (3N.m), le courant statorique (i_{qs}) est l'image du couple électromagnétique, et le courant statorique (i_{ds}) est nul ce qui indique que la commande vectorielle est effective.

La Figure (III.10), montre l'inversion de la consigne de vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle (100 rd/s) à la valeur (-100 rd/s) à l'instant $t=0.2s$. L'allure de vitesse montre que la réponse en vitesse suit la nouvelle consigne sans dépassement. L'allure du couple et du courant présente des pics lors de l'inversion de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée.

D'après les figures (III.8), (III.9) et (III.10) on constate que les deux composantes de flux statorique Φ_{ds} et Φ_{qs} suit parfaitement les allures des deux composantes de courants statorique i_{ds} et i_{qs} successivement, au démarrage à vide, à l'application d'un couple résistant et à l'inversement de consigne de vitesse de rotation ce qui reconfermer le découplage entre le flux statorique et le couple électromagnétique.

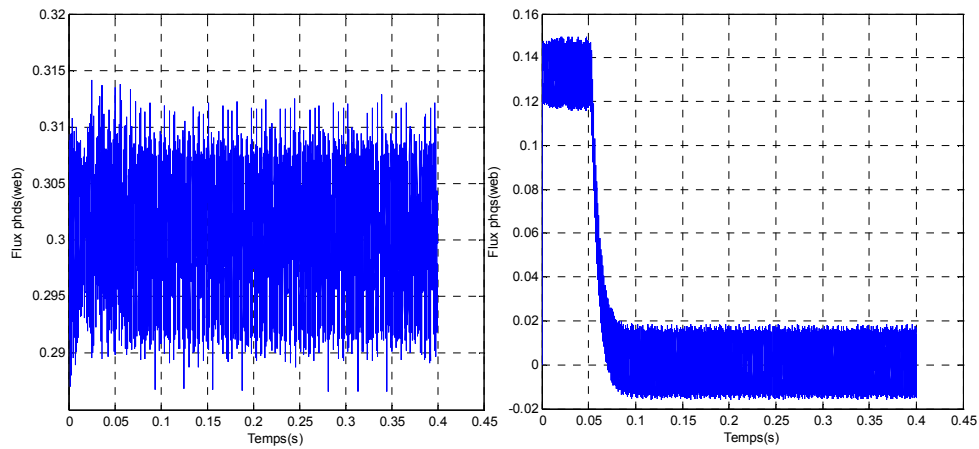


a) : Vitesse de rotation w et w_{ref} (rad/s) b) : Couple électromagnétique C_{em} et C_{ref} (N.m)



c) : Courant directe i_{ds} et i_{dsref}

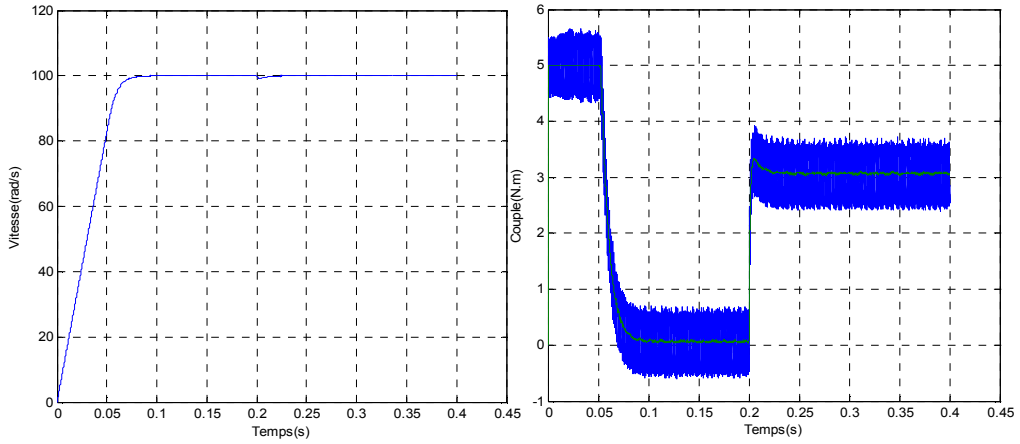
d) : Courant en quadrature i_{qs} et i_{qsref}



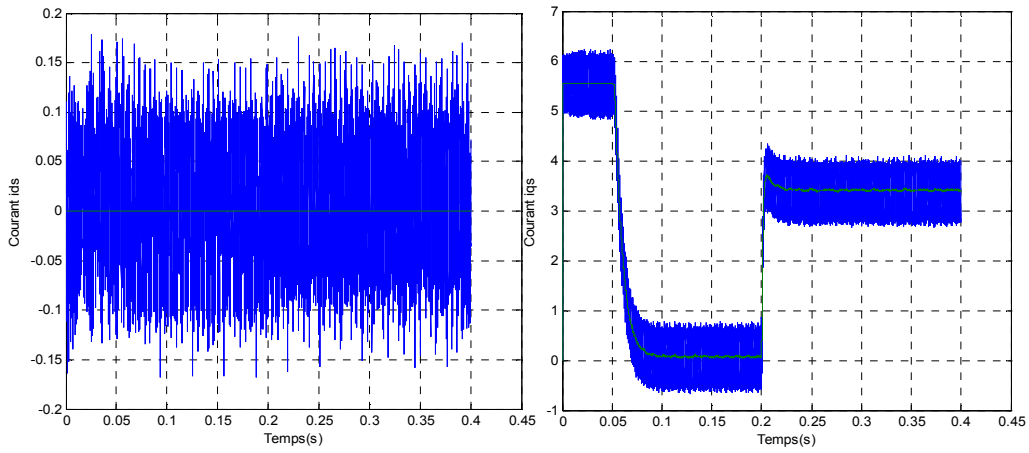
e) : Composante directe du flux φ_{ds}

f) : Composante en quadrature du flux φ_{qs}

Figure(III.8) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide de MSAP

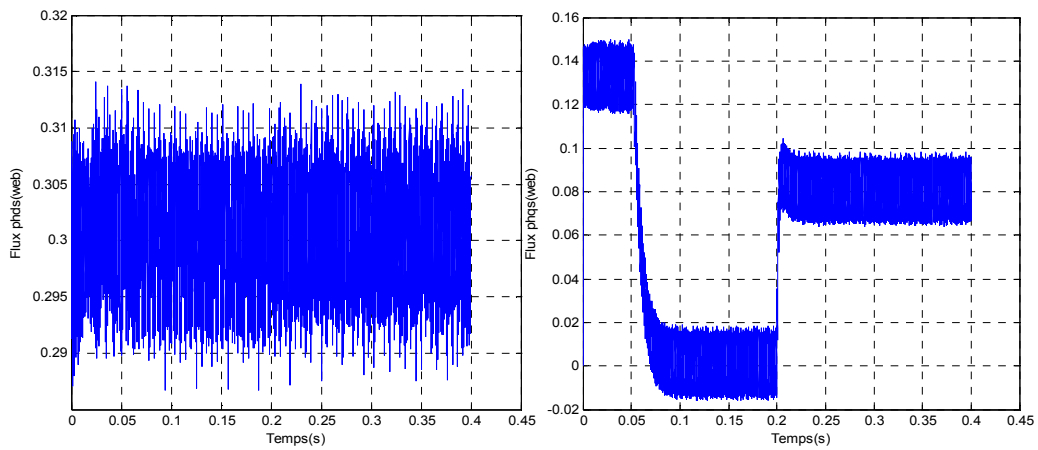


a) : Vitesse de rotation w et w_{ref} (rad/s) b) : Couple électromagnétique C_{em} et C_{ref} (N.m)



c) : Courant directe i_{ds} et i_{dsref}

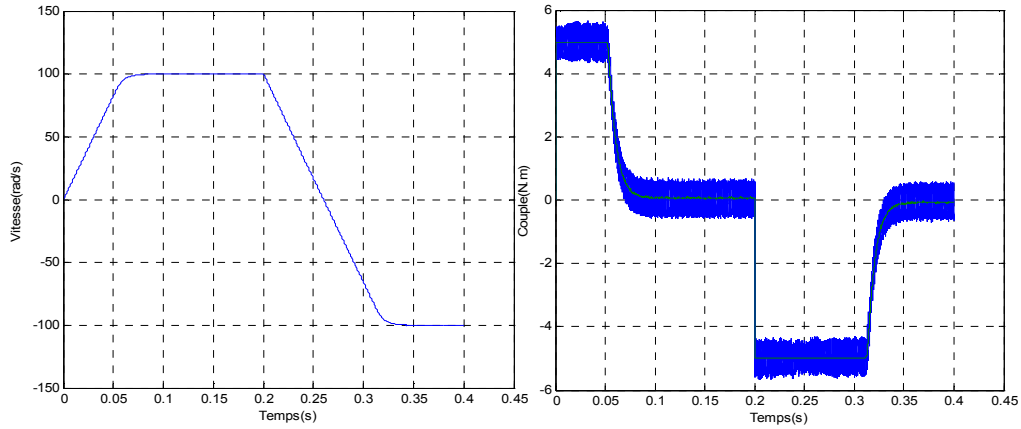
d) : Courant en quadrature i_{qs} et i_{qsref}



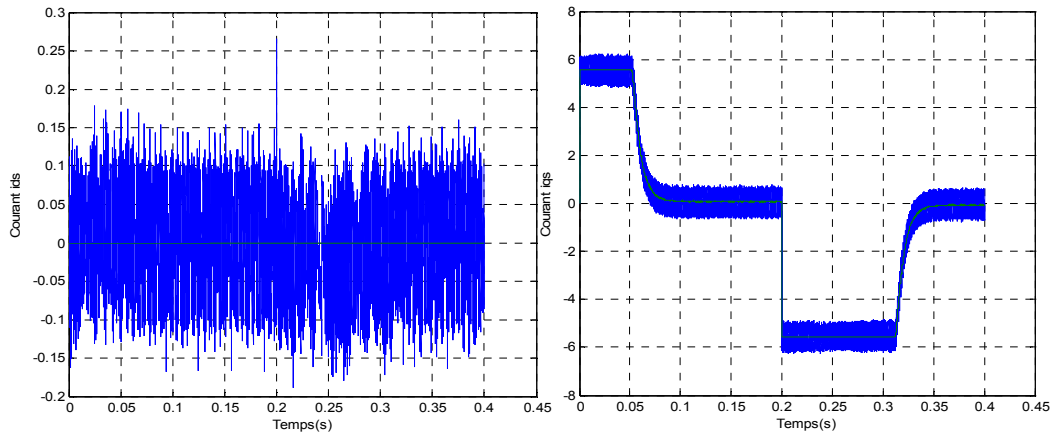
e) : Composante directe du flux ϕ_{ds}

f) : Composante en quadrature du flux ϕ_{qs}

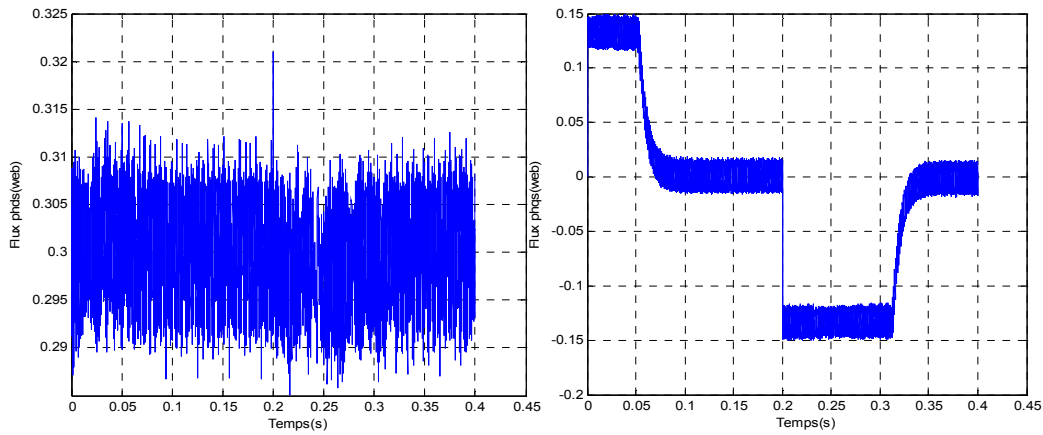
Figure(III.9) : Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge de MSAP



a) : Vitesse de rotation w et w_{ref} (rad/s) b) : Couple électromagnétique C_{em} et C_{ref} (N.m)



c) : Courant directe i_{ds} et i_{dsref} d) : Courant en quadrature i_{qs} et i_{qsref}



e) : Composante directe du flux φ_{sd} f) : Composante en quadrature du flux φ_{sq}

Figure(III.10) : Résultats de simulation lors d'un inversement de vitesse de MSAP

III.5.2. Résultats et interprétation de simulation de BLDCM:

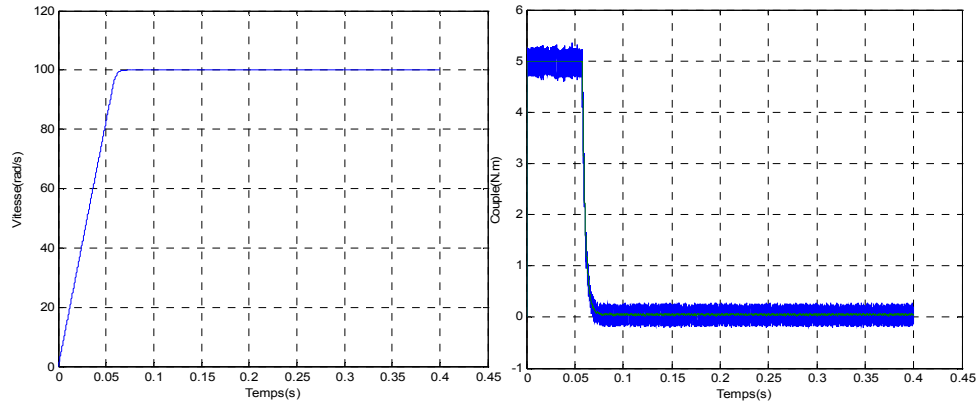
La Figure (III.11), montre le comportement de BLDCM pour une consigne de 100 rd/s lors d'un démarrage à vide, on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa consigne, sans dépassement avec un temps de réponse court environ de 0.075s, on remarque aussi que le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale (5N.m) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

La réponse des deux composantes du courants statoriques montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle du moteur, la composante direct de courant (i_{ds}) est nulle, et le couple électromagnétique dépend seulement de la composante en quadratique (i_{qs}).

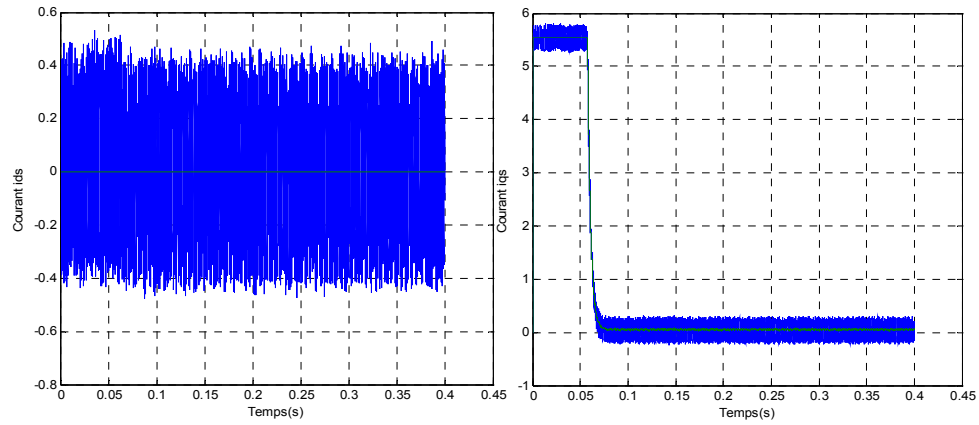
La Figure (III.12), montre l'application de la charge $Cr=3$ N.m à $t=0.2s$, on remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable et l'effet de la perturbation de charge entrain une légère perte sur la vitesse qui est vite rétablie, le couple électromagnétique début par une valeur de 0 à 5 N.m et se stabilise à la valeur du couple résistant (3N.m).

La Figure (III.13), montre l'inversion de la consigne de vitesse de rotation du BLDCM de la valeur référentielle (100 rd/s) à la valeur (-100 rd/s) à l'instant $t=0.2s$. L'allure de vitesse montre que la réponse en vitesse suit la nouvelle consigne sans dépassement. L'allure du couple et du courant présente des pics lors de l'inversion de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée, ce qui confirme le bon choix des coefficients du réglage du contrôleur de vitesse PI.

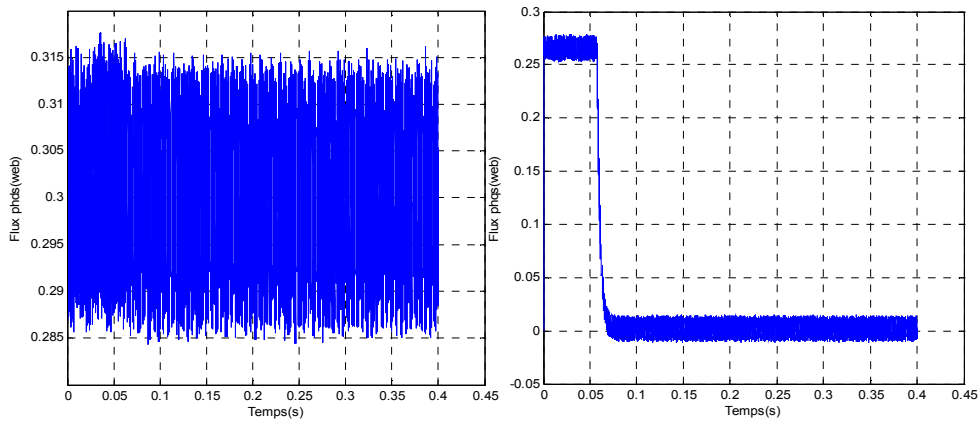
On remarque aussi que les deux composantes de flux statorique Φ_{ds} et Φ_{qs} suit parfaitement les allures de deux composante de courants statorique i_{ds} et i_{qs} successivement ce que reconfirmer le découplage introduit par la commande FOC.



a) : Vitesse de rotation w (rad/s) b) : Couple électromagnétique C_{em} et C_{ref} (N.m)

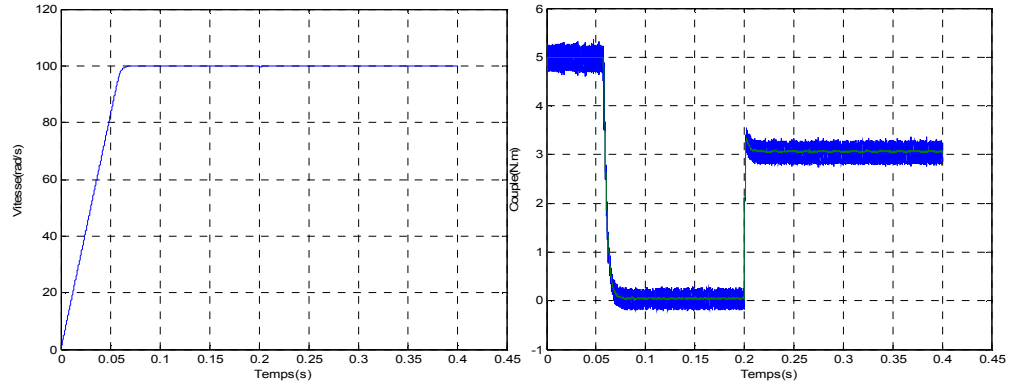


c) : Courant directe i_{ds} et i_{dsref} d) : Courant en quadrature i_{qs} et i_{qsref}

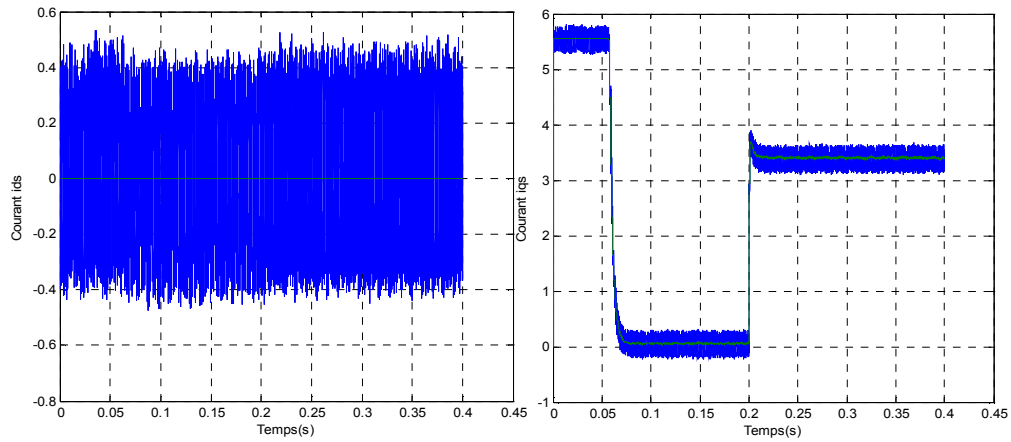


e) : Composante directe du flux φ_{ds} f) : Composante en quadrature du flux φ_{qs}

Figure(III.11) : Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide de BLDCM

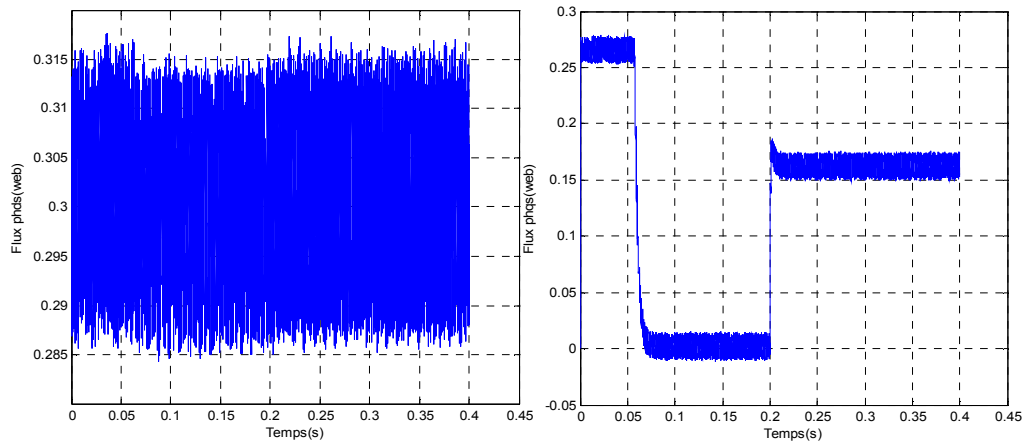


a) : Vitesse de rotation w et w_{ref} (rad/s) b) : Couple électromagnétique C_{em} et C_{ref} (N.m)



c) : Courant directe i_{ds} et i_{dsref}

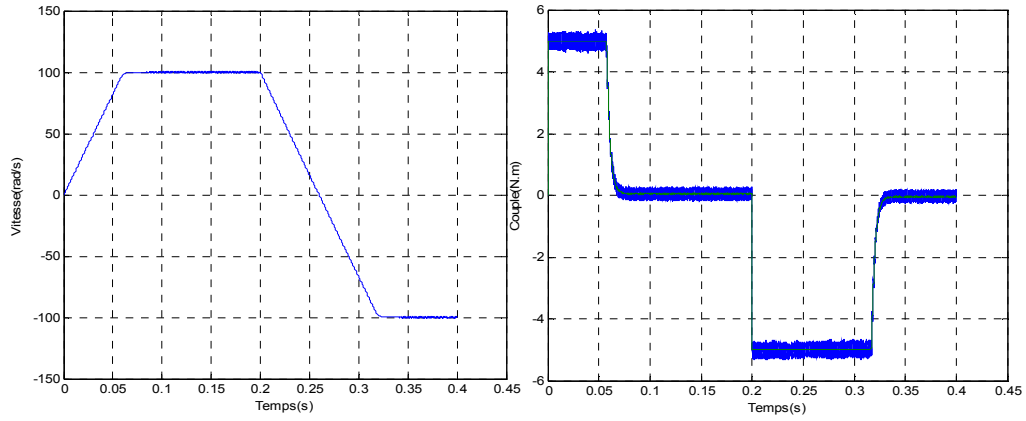
d) : Courant en quadrature i_{qs} et i_{qsref}



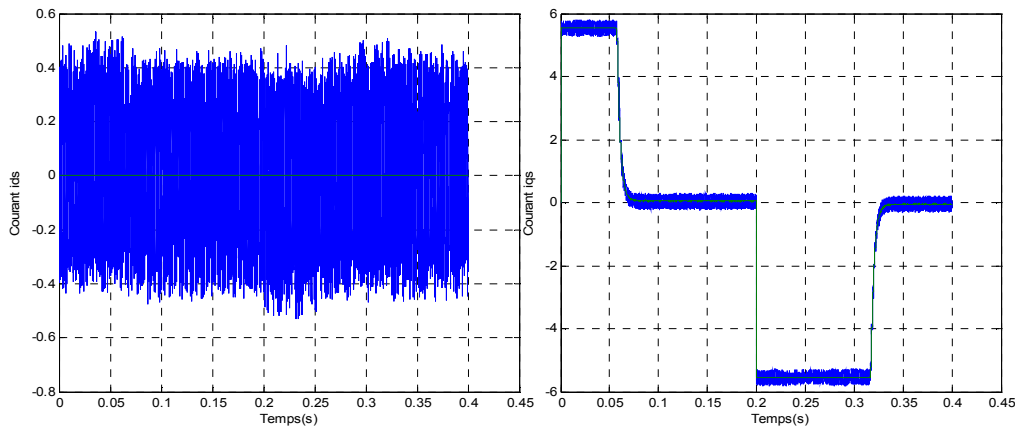
e) : Composante directe du flux ϕ_{ds}

f) : Composante en quadrature du flux ϕ_{qs}

Figure(III.12) : Résultats de simulation lors d'un démarrage en charge de BLDCM

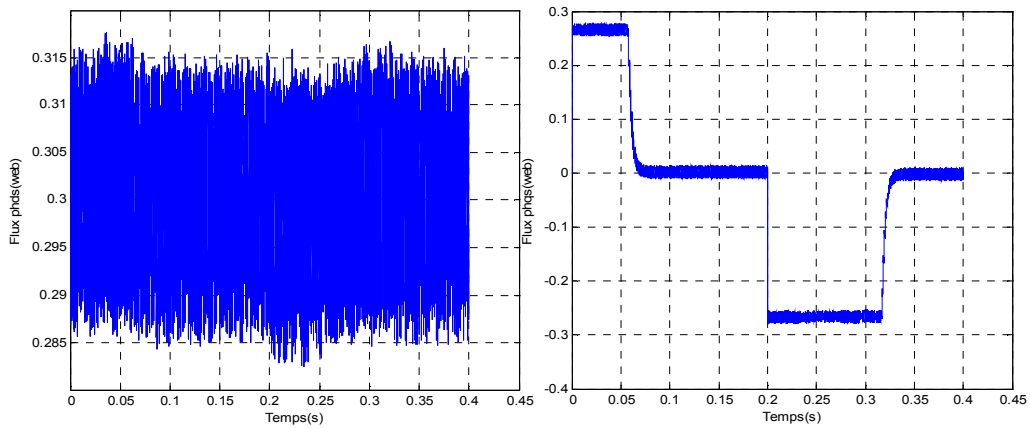


a) : Vitesse de rotation w et w_{ref} (rad/s) b) : Couple électromagnétique C_{em} et C_{ref} (N.m)



c) : Courant directe i_{sd} et i_{sdref}

d) : Courant en quadrature i_{sq} et i_{sqref}



e) : Composante directe du flux φ_{sd}

f) : Composante en quadrature du flux φ_{sq}

Figure(III.13) : Résultats de simulation lors d'une inversion de vitesse de BLDCM

III.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle appliquée au moteur à aimants permanents (MSAP, BLDCM), cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux statorique du moteur afin d'assurer une commande souple de sa vitesse.

D'après les résultats obtenus, on constate que la commande vectorielle des MSAP et BLDCM, alimentées en tension donne des performances et de robustesse remarquables, caractérisées par des faibles temps de réponse, un rejet de perturbation rapide, une erreur statique nulle en régime permanent et un petit dépassement ou oscillations transitoires.

Chapitre IV

La commande DTC des MSAP et BLDCM

IV.1. Introduction :

La commande directe du couple a été présentée en Allemagne par Hasse, Blaske, et de flux. Le contrôle direct du couple (DTC, ou DTFC) venu de la nomination anglo-saxonne «Direct Torque (and Flux) Control», et basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servo-moteurs de puissances élevées. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC Field Oriented Control). La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux moteurs à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimentée par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celui obtenue à partir d'une commande vectorielle [43], [44].

Cette commande repose sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps court (intervalle entre deux commutations) [45].

L'absence de boucle de contrôle des courants, de transformation de Park et de la MLI rendent la réalisation de la commande DTC plus aisée que la commande par orientation de flux statorique. Cependant, les contraintes de calcul sont beaucoup plus fortes (20 à 30 KHz).

Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel [30].

Dans ce qui suit, nous développons le principe du contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de moteur à aimants permanents (MSAP, BLDCM). Pour cette stratégie de commande, nous expliquons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique se basant sur le modèle discret de l'onduleur de tension triphasé et en utilisant les vecteurs de tension désirées.

IV.2. Principes de base de commande DTC :

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple du moteur, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique. Les vecteurs de tension sont choisis selon la différence entre la référence et la valeur réelle du couple et du flux. Des erreurs de couple et de flux sont comparées dans des régulateurs d'hystérésis [46].

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont : [47]

- ▶ La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- ▶ La commande indirecte des intensités et tensions du stator du moteur.
- ▶ L'obtention des flux et des courants statorique proches de formes sinusoïdales.
- ▶ Une réponse dynamique du moteur très rapide.
- ▶ L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- ▶ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

Cette méthode de commande a pour avantages [47] :

- ▶ De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d, q) ;
- ▶ Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI ;
- ▶ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- ▶ De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse ;
- ▶ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire ;
- ▶ La réponse dynamique est très rapide.

Et pour inconvénients [47] :

- ▶ L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- ▶ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- ▶ L'existence des oscillations du couple ;
- ▶ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis).

Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

IV.3. Stratégie de commande directe du couple et de flux :

IV.3.1. Contrôle du vecteur de flux statorique [48], [49], [51] :

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator de moteur. Le flux statorique du moteur à aimants permanents est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\vec{V}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\phi}_s}{dt} \quad (\text{IV.1})$$

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentiel de Concordia est:

$$\vec{\phi}_s(t) = \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \cdot \vec{i}_s) dt + \vec{\phi}_s(0) \quad (\text{IV.2})$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\vec{\phi}_s(t) \cong \vec{\phi}_s(0) + \int_0^t \vec{V}_s dt \quad (\text{IV.3})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au moteur à aimant permanent reste constant, on peut écrire alors :

$$\vec{\phi}_s(k+1) \approx \vec{\phi}_s(k) + \vec{V}_s \cdot T_e \quad (\text{IV.4})$$

Ou encore :

$$\Delta \vec{\phi}_s = \vec{V}_s \cdot T_e \quad (\text{IV.5})$$

Avec :

$\vec{\phi}_s(k)$: C'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;

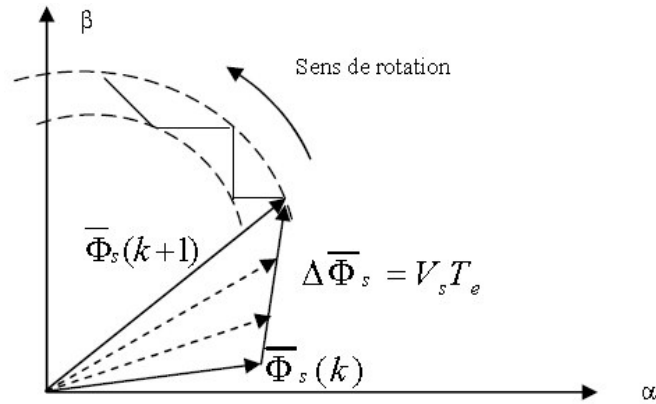
$\vec{\phi}_s(k+1)$: C'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;

$\Delta \vec{\phi}_s$: C'est la variation du vecteur de flux statorique $(\vec{\phi}_s(k+1) - \vec{\phi}_s(k))$;

T_e : C'est la période d'échantillonnage.

Dans le cas du moteur à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, $\vec{\phi}_s$ devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique.

Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta \vec{\phi}_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du moteur à aimants permanents, la figure (IV.1) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .



Figure(IV.1) : Évolution du vecteur du flux statorique dans le plan (α,β)

Tandis que la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta\vec{\phi}_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au moteur. Lorsqu'on applique un vecteur de tension constant quelconque \vec{V}_s , l'extrémité du vecteur flux stator se déplace selon une droite parallèle au vecteur de tension, ceci avec une vitesse (en Wb/s) égale à l'amplitude de ce vecteur.

Les considérations précédentes permettent de définir des règles de comportement du flux, en effet, du point de vue strict de son réglage, la manière la plus efficace de l'augmenter (respectivement, diminuer) est celle d'appliquer un vecteur de tension parallèle à $\vec{\phi}_s$, et de même sens (respectivement de sens opposé). Par contre, l'application d'un vecteur de tension en quadrature par rapport au vecteur flux conserve son amplitude constante, mais fait brutalement évoluer sa phase [50], [51].

IV.3.2. Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante [30], [51] :

$$C_{em} = K(\vec{\phi}_s \times \vec{\phi}_r) = K \|\vec{\phi}_s\| \|\vec{\phi}_r\| \sin \delta \quad (IV.6)$$

$$\text{Tel que : } K = \frac{P}{L_q}$$

Avec :

δ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique

$\vec{\phi}_s$: Vecteur de flux statorique

$\vec{\phi}_r$: Vecteur de flux rotorique

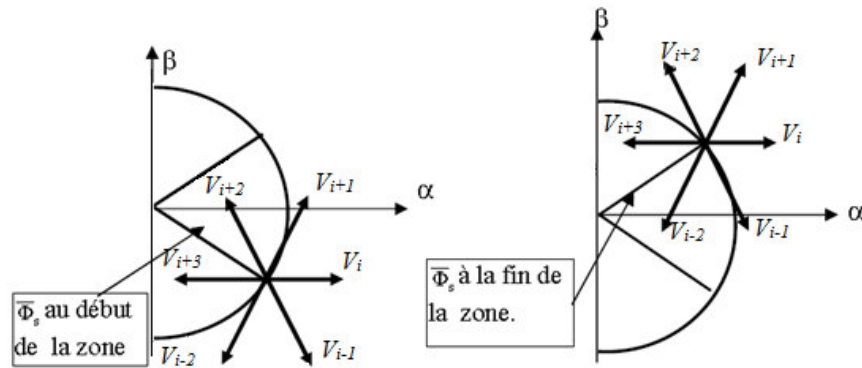
Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\vec{\phi}_s$ et $\vec{\phi}_r$, et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\vec{\phi}_s$ (à partir de \vec{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\vec{\phi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée [51].

IV.3.3. Sélection du vecteur de tension :

Lorsque le flux Φ_s se trouve dans une zone i ($i=1 \dots 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tension suivants [49], [52] :

- ▶ Si V_{i+1} est sélectionné alors Φ_s croît et C_{em} croît ;
- ▶ Si V_{i-1} est sélectionné alors Φ_s croît et C_{em} décroît ;
- ▶ Si V_{i+2} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_{em} croît ;
- ▶ Si V_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_{em} décroît ;
- ▶ Si, V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux Φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux Φ_s reste inchangé.

Donc la sélection du vecteur de tension est mieux expliquée à la figure (IV.2).



Figure(IV.2) : Sélection des vecteurs de tension

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone i .

En effet, au début de la zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires à Φ_s d'où une évolution rapide du couple, mais une évolution lente de l'amplitude du flux, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse [52] [53].

Par contre aux vecteurs V_{i-1} et V_{i+2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de Φ_s au début de la zone, alors qu'à la fin de zone c'est le contraire. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés.

En effet, ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de Φ_s), mais l'effet sur le couple dépend de la position de Φ_s dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone [53].

IV.3.3.1. Calcul du vecteur de tension pour le MSAP :

Le vecteur \vec{V}_s est directement calculé à partir des états des 6 interrupteurs de puissance de l'onduleur et de la tension continue E . L'état, ouvert ou fermé, des interrupteurs de puissance est représenté par trois grandeurs booléennes de commande notées S_j ($j = 1, 2, 3$).

Pour le bras « j », lorsque $S_j = '1'$, l'interrupteur du haut est fermé et l'interrupteur du bas ouvert. Inversement lorsque $S_j = '0'$, l'interrupteur du haut est ouvert et l'interrupteur du bas fermé.

Les combinaisons des trois grandeurs (S_1, S_2, S_3) permettent de générer, par rapport au système d'axes (α, β), huit positions de vecteur de tension \vec{V}_s dont deux correspondent au vecteur nul: (S_1, S_2, S_3) = (111) ou (S_1, S_2, S_3) = (000) [30], [34].

Le vecteur de tension statorique qui représente les huit vecteurs de tension de phase de l'onduleur peut exprimer sous la forme suivante [34] :

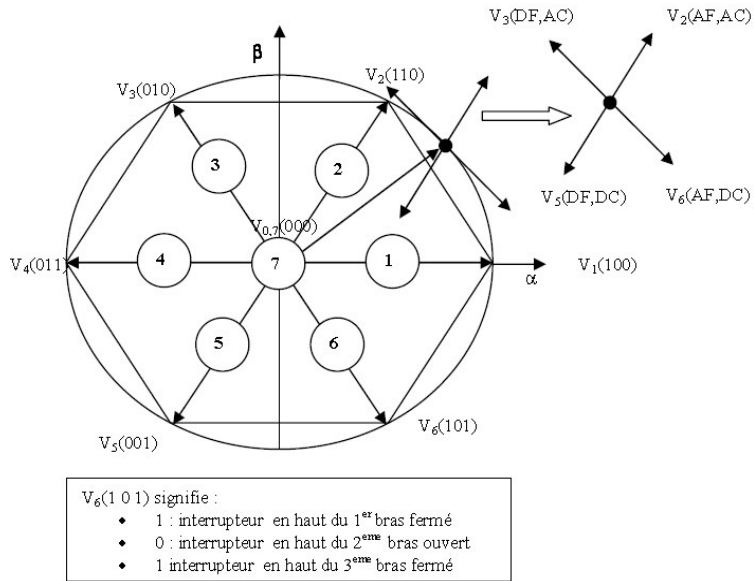
$$V_s(S_1, S_2, S_3) = \frac{2}{3} E (S_1 + S_2 e^{j(2/3)\pi} + S_3 e^{j(4/3)\pi}) \quad (\text{IV.7})$$

Les tensions simples peuvent s'écrire, sous la forme du système d'équations suivant [34] :

$$\begin{cases} V_a = \frac{E}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_b = \frac{E}{3} (2S_2 - S_1 - S_3) \\ V_c = \frac{E}{3} (2S_3 - S_1 - S_2) \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Les huit vecteurs de tensions sont représentés dans le plan (α, β) où \vec{V}_0 et \vec{V}_7 sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égal à $\sqrt{\frac{2}{3}}E$. Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $\frac{\pi}{3}$ [54].

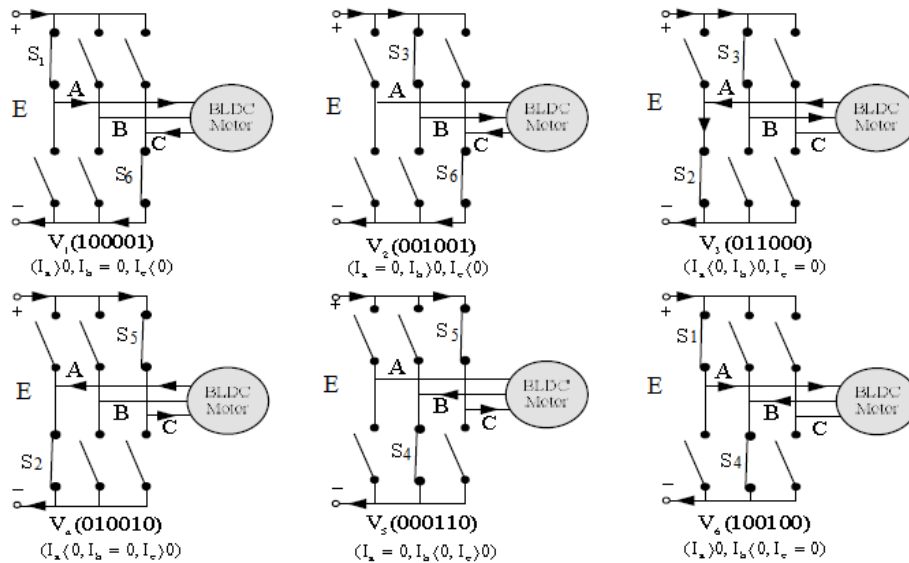
L'ensemble des vecteurs de tensions délivrées par l'onduleur triphasé, ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la figure (IV.3) [54].



Figure(IV.3) : Les vecteurs de tension d'un MSAP
 AF : augmenter le flux DF : diminuer le flux
 AC : augmenter le couple DC : diminuer le couple

IV.3.3.2. Calcul du vecteur de tension pour le BLDCM :

Comme l'indiqué avant le vecteur \vec{V}_s est directement calculé à partir des états des 6 interrupteurs de puissance de l'onduleur et de tension continue E . Dans le cas d'un BLDCM, l'état, ouvert ou fermé, des interrupteurs est représenté par six grandeurs booléennes de commande notées S_j ($j = 1, 2, 2, 4, 5, 6$), comme représenté dans la figure (IV.4) [34], [55].



Figure(IV.4) : Représentation des séquences de commande de moteur BLDC

Donc les tensions simple, V_a , V_b et V_c , sont déterminés par l'état des six interrupteurs: S_1 , S_2 , ..., et S_6 . Par exemple, si $S_1 = 1$ (fermer), $S_2 = 0$ (ouverte), $S_3 = 0$ (ouverte), et $S_4 = 1$ (fermer), ce qui donne : $V_{an} = \frac{E}{2}$ et $V_{bn} = \frac{-E}{2}$ (avec S_5 et S_6 sont nuls). On conclut que les interrupteurs de haut et de bas d'une branche de même phase peuvent être tous les deux simultanément ouvertes (chaque interrupteur fonctionne seul indépendamment à l'autre), indépendamment de l'état des diodes de roue libre associées à eux. Par conséquent, il ya un total de six vecteurs de tension non nulle et un vecteur de tension nul correspondant au mode de conduction à deux phases, qui peuvent être représentés par : V_0 , ..., V_6 .

Après une simplification de calculs faisant, on obtient que les tensions liées au repère (α, β) peuvent s'écrire, sous la forme du système d'équations suivants [34] :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \frac{\sqrt{3}}{2} E(S_1(S_4 + S_6) - S_2(S_3 + S_5)) \\ V_{s\beta} = \frac{E}{2} (S_6(S_1 + S_3) + S_2(S_3 - S_5) - S_4(S_5 + S_1)) \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

Le vecteur de tension statorique \vec{V}_s à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur $\vec{\phi}_s$. Un estimateur de module de $\bar{\phi}_s$ et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple est donc nécessaire pour une commande DTC.

IV.4. Les Estimateurs du flux et du couple [49], [51], [53], [54], [56] :

IV.4.1. Estimation du flux:

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques de courant et de tension du moteur. A partir de l'équation suivante :

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{IV.10})$$

On obtient les composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ du vecteur Φ_s :

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + J \phi_{s\beta} \quad (\text{IV.11})$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

On obtient les tensions à partir des commandes (S_1, S_2, S_3) , et de mesure de la tension continue E et en appliquant la transformée de Concordia:

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + J V_{s\beta} \quad (\text{IV.13})$$

Donc, on exprime les tensions lies au repère (α, β) pour le MSAP comme suit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[S_1 - \frac{1}{2} (S_2 + S_3) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} (S_2 + S_3) \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

Et les tensions lies au repère (α, β) pour le BLDCM sont indiquer avant à l'équation (IV.9).

De même les courants i_α et i_β sont obtenus à partir de la mesure des courants statorique réels i_a, i_b et i_c , avec : $(i_a + i_b + i_c = 0)$ et par application de la transformation de CONCORDIA:

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + J \cdot i_{s\beta} \quad (\text{IV.15})$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_a \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_b + i_c) \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par le calcul comme suit :

$$\begin{cases} \phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \angle \theta_s = \text{Arctg} \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

IV.4.2. Estimation du couple électromagnétique:

Le couple électromagnétique pour un MSAP peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ et les grandeurs mesurées du courant $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, donc le couple se mettre sous la forme:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (IV.18)$$

L'équation du couple électromagnétique pour un BLDCM est donnée par la relation suivante (déjà indiquée au chapitre II) :

$$C_{em} = \frac{3P}{2} \left(\left(\frac{d\phi_{rd}}{d\theta} - \phi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\phi_{rq}}{d\theta} + \phi_{sd} \right) i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} \right)$$

La transformation de deux composantes du flux rotorique Φ_{rd} et Φ_{rq} au repère (α, β) s'exprime par les relations suivantes [34] :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \phi_{rd} \cdot \cos \theta - \phi_{rq} \cdot \sin \theta \\ \phi_{r\beta} = \phi_{rd} \cdot \sin \theta + \phi_{rq} \cdot \cos \theta \end{cases} \quad (IV.19)$$

De même façon pour les courants i_d et i_q :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = i_{sd} \cdot \cos \theta - i_{sq} \cdot \sin \theta \\ i_{s\beta} = i_{sd} \cdot \sin \theta + i_{sq} \cdot \cos \theta \end{cases} \quad (IV.20)$$

Donc, le couple électromagnétique de moteur BLDCM au repère (α, β) est comme suit [34]:

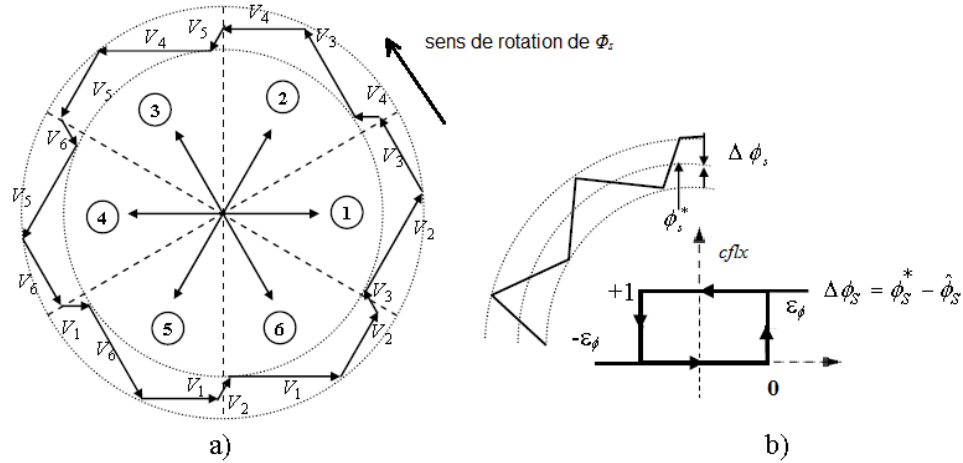
$$C_{em} = \frac{3P}{2} \left(\frac{d\phi_{r\alpha}}{d\theta} \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{r\beta}}{d\theta} \cdot i_{s\beta} \right) \quad (IV.21)$$

VI.5. Élaboration du vecteur de commande :

IV.5.1. Correction du flux statorique :

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux ; voir figure (IV.5.b), convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir des très bonnes performances dynamiques, est utilisé pour la correction de flux, a pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique $\vec{\phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (IV.5.a), la sortie de ce comparateur est une variable booléenne ($cflx$) prenant la valeur «1» lorsque l'erreur du flux est positive et la valeur «0» lorsqu'elle est négative.

La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques [54], [30].



Figure(IV.5) : (a) sélection des tensions correspondantes au contrôle du flux
 (b) contrôleur à hystérésis à deux niveaux

On peut écrire ainsi [51], [54] :

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & \text{Alors } cflx = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } \frac{d\Delta\phi_s}{dt} > 0 & \text{Alors } cflx = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & \text{et } \frac{d\Delta\phi_s}{dt} < 0 & \text{Alors } cflx = 1 \\
 \text{si } \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \text{Alors } cflx = 0
 \end{cases} \quad (IV.22)$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\Phi_s$, entre le flux de référence Φ_s^* et le flux estimé Φ_s dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur « $cflx=+1$ » pour augmenter le flux et « $cflx=0$ » pour le réduire. Ainsi, pour faire évoluer le vecteur de flux statorique $\vec{\phi}_s$ dans une couronne circulaire, les vecteurs \vec{V}_{i+1} ou \vec{V}_{i+2} peuvent être sélectionnés. Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux $\vec{\phi}_s$. Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur [54].

Ainsi, selon le choix de vecteur de tension statorique sur les intervalles successifs, pendant la période d'échantillonnage, on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire (bande d'hystérésis), et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante [34].

IV.5.2. Correction de couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple électromagnétique dans les limites de $|C_{em}^* - C_{em}| \leq \Delta C_{em}$, avec C_{em}^* la référence de couple, et ΔC_{em} la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées:

- ▶ Un correcteur à hystérésis à deux niveaux
- ▶ Un correcteur à hystérésis à trois niveaux

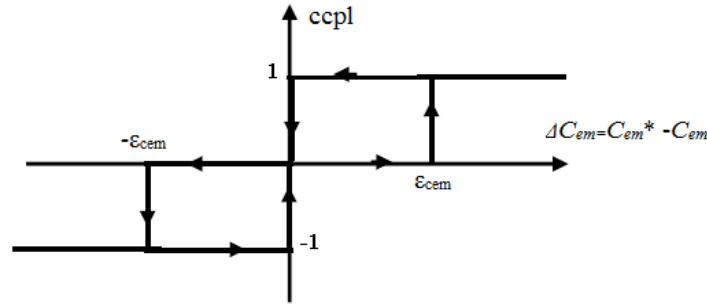
IV.5.2.1. Correcteur à hystérésis à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\bar{\phi}_s$. N'autorise pas le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \vec{V}_{i+1} et \vec{V}_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux $\bar{\phi}_s$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [57].

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation du moteur il est nécessaire de croiser deux phases du moteur. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les secteurs « θ_i », on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [57].

IV.5.2.2. Correcteur à hystérésis à trois niveaux:

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1), permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme (VI.23), tels que « cpl » représente l'état de sortie du comparateur et ε_{cem} la limite de la bande d'hystérésis (voir figure (VI.6)) :



Figure(IV.6) : Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux

On peut écrire alors [51] :

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \text{si } \Delta C_{em} > \varepsilon_{cem} & \text{Alors } ccpl = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{cem} & \text{et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0 \quad \text{Alors } ccpl = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{cem} & \text{et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0 \quad \text{Alors } ccpl = 1 \\
 \text{si } \Delta C_{em} < -\varepsilon_{cem} & \text{Alors } ccpl = -1 \\
 \text{si } -\varepsilon_{cem} \leq \Delta C_{em} \leq 0 & \text{et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0 \quad \text{Alors } ccpl = 0 \\
 \text{si } -\varepsilon_{cem} \leq \Delta C_{em} \leq 0 & \text{et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0 \quad \text{Alors } ccpl = -1
 \end{array} \right. \quad (IV.23)$$

En introduisant l'écart ΔC_{em} entre le couple électromagnétique de référence C_{em}^* et celui estimé C_{em} dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur « $ccpl=1$ » pour augmenter le couple, « $ccpl=-1$ » pour le réduire et « $ccpl=0$ » pour le maintenir constant dans une bande ε_{cem} autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [51].

IV.6. Élaboration de table de commutation :

IV.6.1. Élaboration de table de commutation avec séquence nulles [30], [54] :

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la combinaison des différentes stratégies de commutation. La sélection adéquate du vecteur de tension, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis.

En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux Φ_s et du couple électromagnétique C_{em} , plusieurs vecteurs tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison

donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants.

D'une manière générale trois points fondamentaux sont à envisager :

- L'action d'un vecteur ne sera pas le même sur le couple et sur le flux statorique. En effet cette action dépend de la position du flux au moment de l'application de vecteur de tension.
- L'action d'un même vecteur dépend aussi du sens de rotation du moteur.
- La rapidité de l'augmentation ou de la diminution du flux ou du couple dépend aussi de vecteur de tension appliquée.

Par conséquent, selon la position du vecteur flux dans le plan (α, β) , on définit une table définissant le vecteur de tension à appliquer pour chaque combinaison des variables $ccpl$ et $cflx$.

- Cas de MSAP :

Secteur		θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	Correcteur
$Cflx=1$	$Ccpl=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux
	$Ccpl=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$Ccpl=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux
$Cflx=0$	$Ccpl=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	$Ccpl=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$Ccpl=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux

Tableau 2 : Table de commutation avec séquences nulles de MSAP

- Cas de BLDCM [34], [55] :

Dans ce cas on utilise un comparateur à hystérésis à deux niveaux pour contrôler le couple, et un autre de trois niveaux pour contrôler le flux statorique comme le montre au tableau (3).

Secteur		θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	Correcteur
$Cflx=1$	$Ccpl=1$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	2 niveaux
	$Ccpl=0$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	
$Cflx=0$	$Ccpl=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	
	$Ccpl=0$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	
$Cflx=-1$	$Ccpl=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	3 niveaux
	$Ccpl=0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	

Tableau 3 : Table de commutation avec séquences nulles de BLDCM

IV.6.2. Élaboration de table de commutation sans séquence nulle [30], [34] :

A partir de cette table de commande, nous connaissons les différents vecteurs de tension actifs à appliquer afin de pouvoir maintenir le module du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur des bandes de tolérance définies. En revanche, l'idée de n'appliquer que des séquences de tension actives n'est pas optimale. En effet, l'absence de séquences de tension nulle dans la table de commande contribue à augmenter le nombre de commutations et donc les pertes correspondantes.

Pour le MSAP nous avons supposé que la sortie du régulateur du couple ne prend que deux états, «1» et «0». Ceci revient à dire que la condition de maintien du couple est rarement utilisée.

Pour le BLDCM nous avons supposé que la sortie du régulateur du flux ne prend que deux états, «1» et «0». Ceci revient à dire que la condition de maintien du flux est rarement utilisée. Les tableaux suivants illustrent cette modification :

Secteur		θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$C_{cpl}=0$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$C_{cpl}=0$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau 4 : Table de commutation sans séquences nulles de MSAP

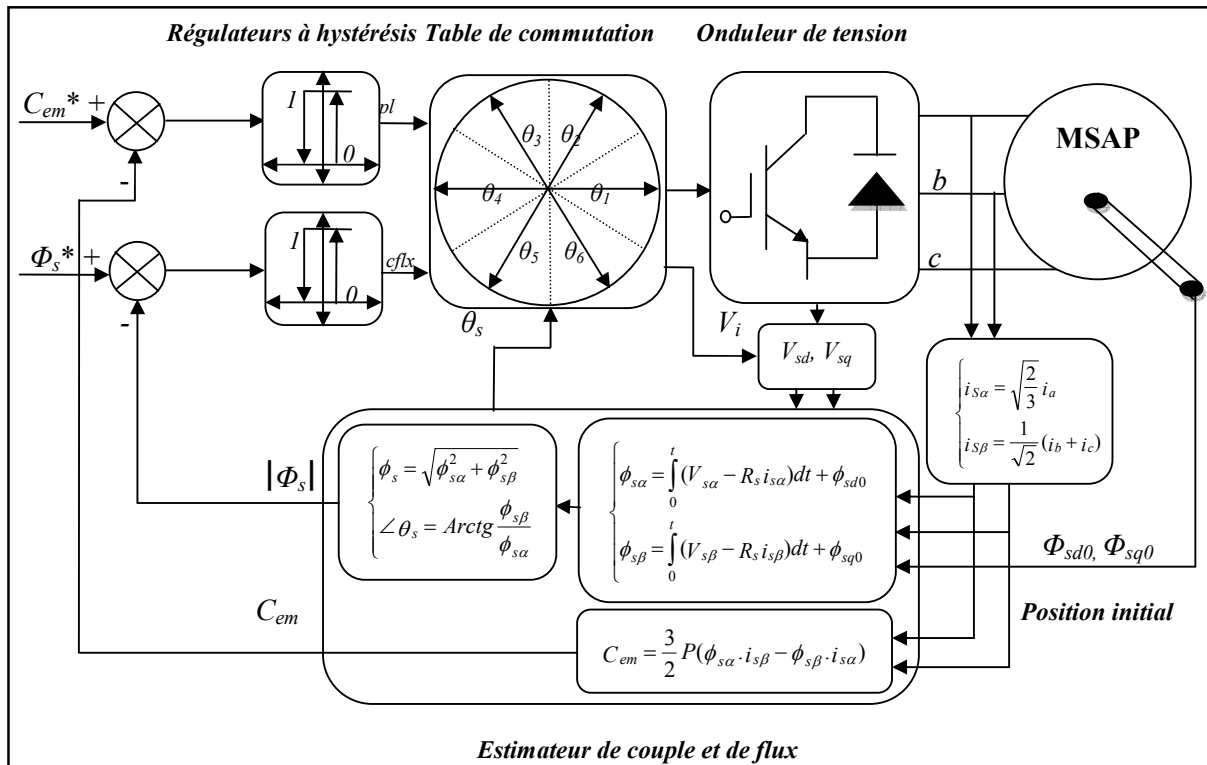
Secteur		θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
	$C_{cpl}=0$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$C_{cpl}=0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3

Tableau 5 : Table de commutation sans séquences nulles de BLDCM

Dans ce cas, si c_{flx} et c_{cpl} sont égales à «1» (erreurs positives) alors, on exige une augmentation du (flux/couple) et si elles sont égales à «0» (erreurs négatives) alors on applique un vecteur de tension qui provoque une diminution du (flux/couple) [34].

IV.7. Schéma globale de commande DTC [34] :

Les Figures (VI.7) et (VI.8) représentent la structure générale du contrôle direct du couple d'un MSAP et d'un BLDCM, par un onduleur triphasé. A chaque période d'échantillonnage T_e , on fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance de vecteur de tension imposé. La vitesse de rotation est mesurée par le capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type PI pour construire la référence du couple.



Figure(IV.7) : Schéma bloc du DTC de MSAP

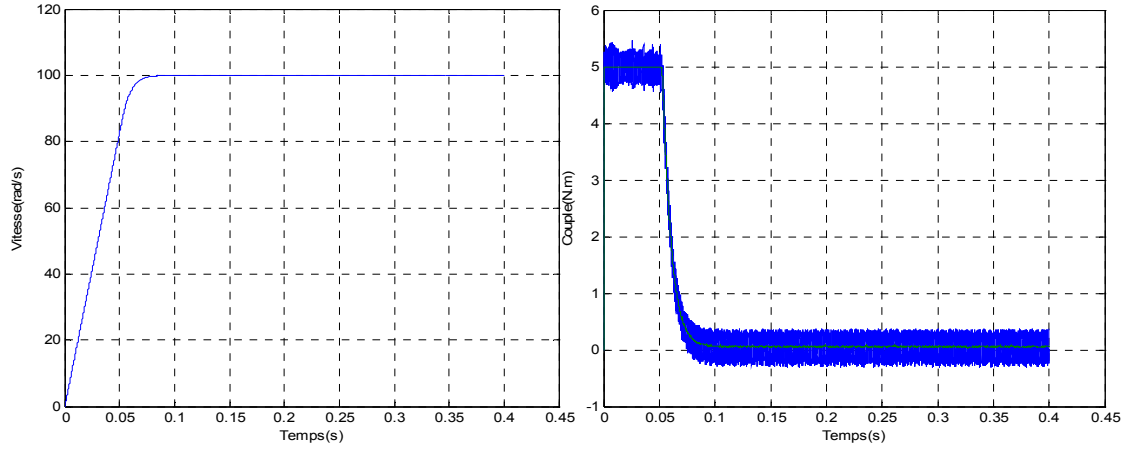
l'inertie est faible, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi.

Après le moteur MSAP est chargé par un échelon de couple résistant égale à 3 N.m, le couple électromagnétique répond avec une très petite dépassement, et une faible oscillation, ainsi une faible influence sur la vitesse a $t=0.2s$, qui rejoint par la suite sa valeur de référence, voire la figure (IV.11), ce qui confirme le bon choix des coefficients du réglage du contrôleur de vitesse PI, aussi montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.

Dans la figure (IV.13), on va tester la robustesse de la commande vis à vis à une variation de référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de $+100 \text{ rad/s}$ à -100 rad/s à l'instant $t=0.2s$ après un démarrage à vide.

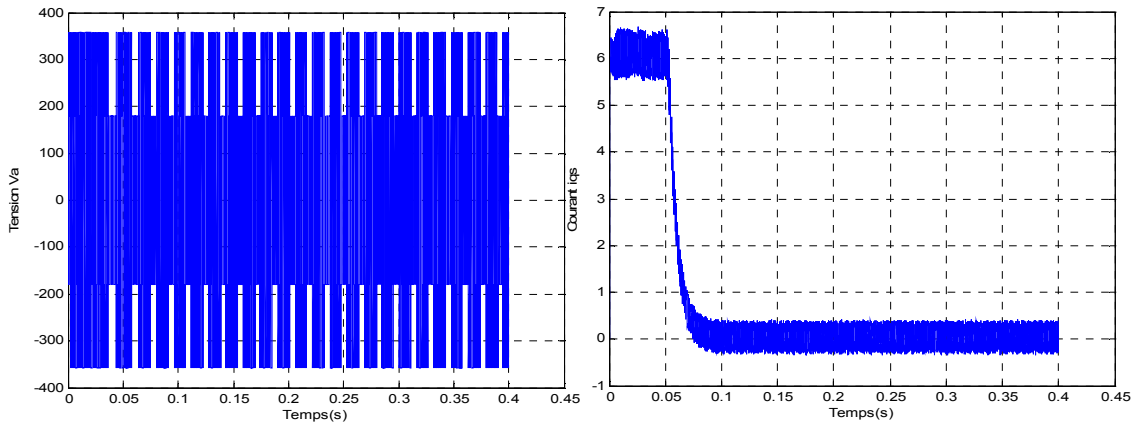
A l'inversion de la vitesse on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement sans dépassement, on constate aussi que le couple électromagnétique répond sans dépassement, puis tendre vers le régime permanent ou le couple s'annule avec une faible oscillation.

D'après les résultats obtenues on constate que les deux composantes de flux $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence (0.3Wb), sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieure de la bande d'hystérésis et décrit une trajectoire quasi-circulaire, ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante par le contrôleur de flux même lors de l'application de la charge ou l'inversion du sens de rotation, donc le découplage est parfait. On remarque aussi que le courant statorique (i_{qs}) est l'image du couple électromagnétique et la tension possède une forme d'onde d'allure rectangulaire correspondante au découpage de la tension d'alimentation de l'onduleur.



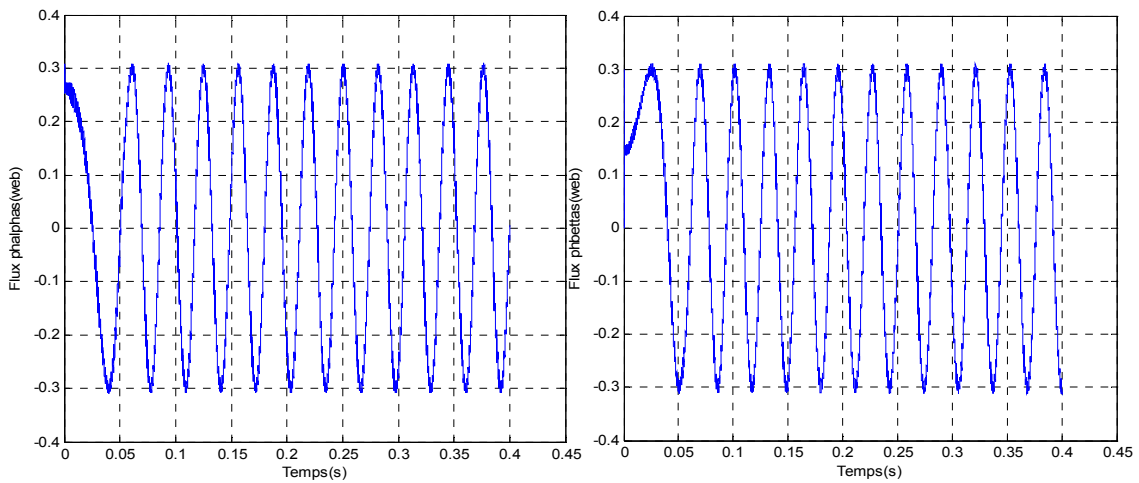
a) : Vitesse de rotation ω (rad/s)

b) : Couple électromagnétique C_{em} (N.m)



c) : Tension V_a

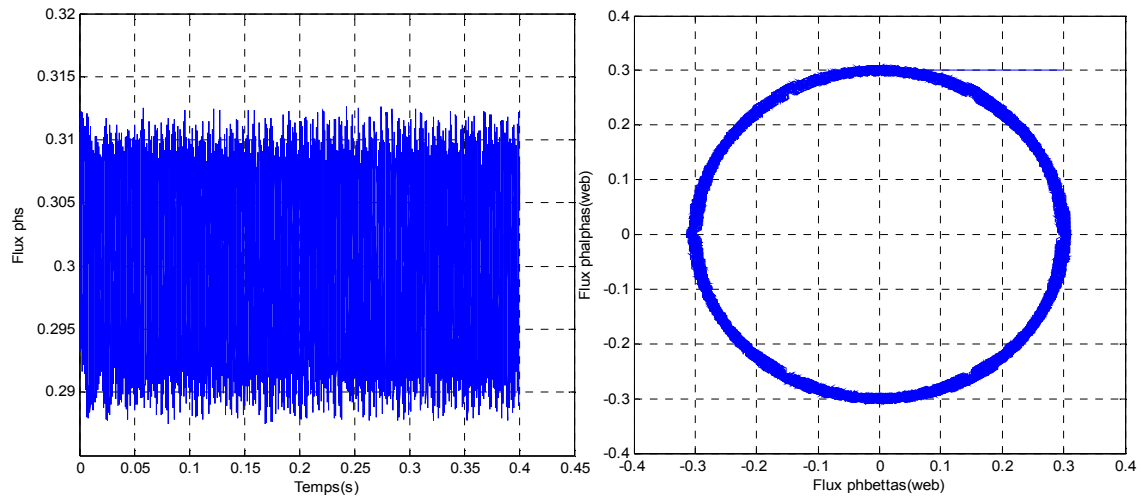
d) : Courant en quadrature i_{qs}



a): Flux $\Phi_{s\alpha}$

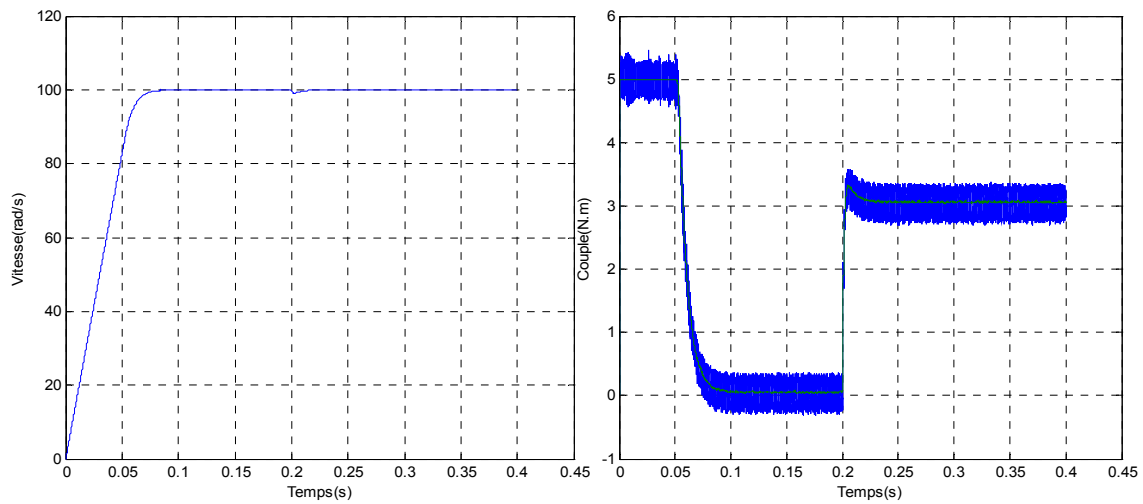
b): Flux $\Phi_{s\beta}$

Figure(IV.9) : Résultats de simulation de MSAP à vide

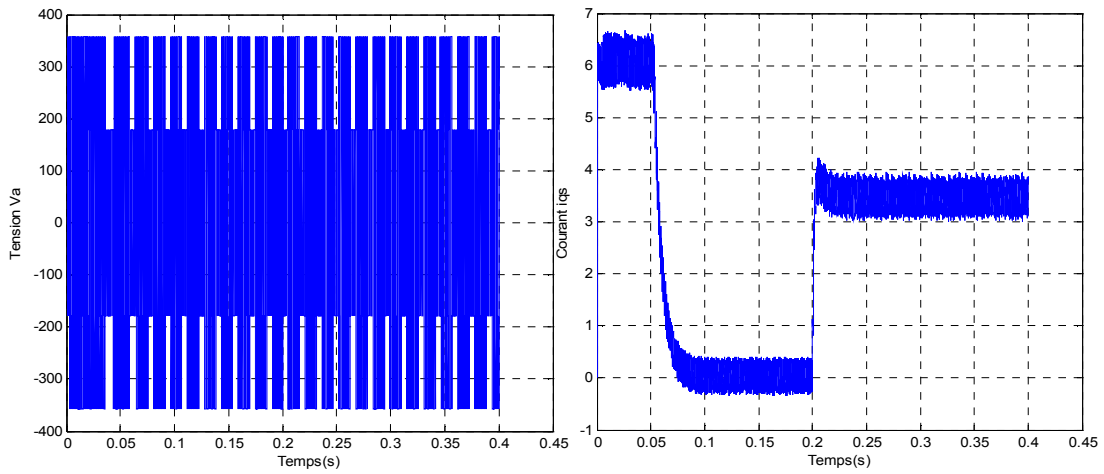


c) : Module du flux statorique d) : Trajectoire du flux statorique $\Phi_{s\alpha} = f(\Phi_{s\beta})$

Figure(IV.10) : Suite de résultats de simulation de MSAP à vide

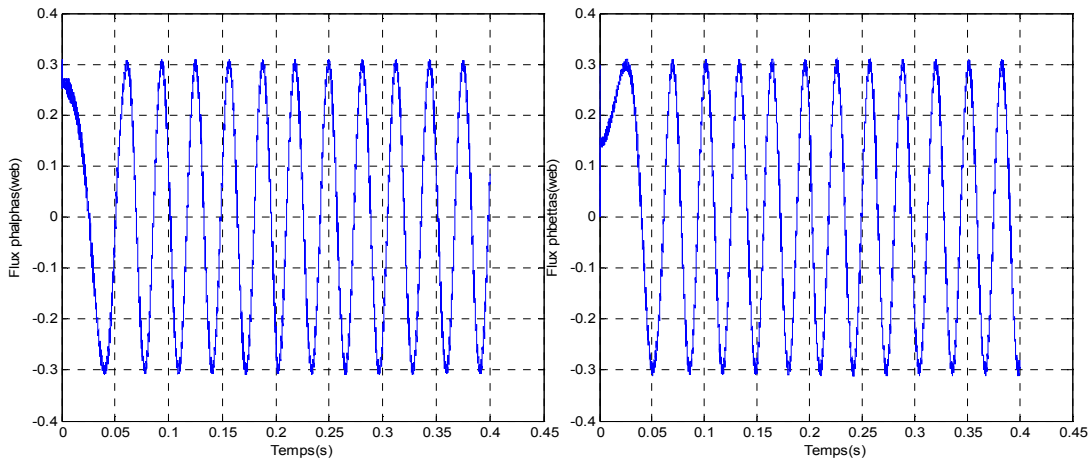


Figure(IV.11) : Résultats de simulation de vitesse et couple électromagnétique en charge



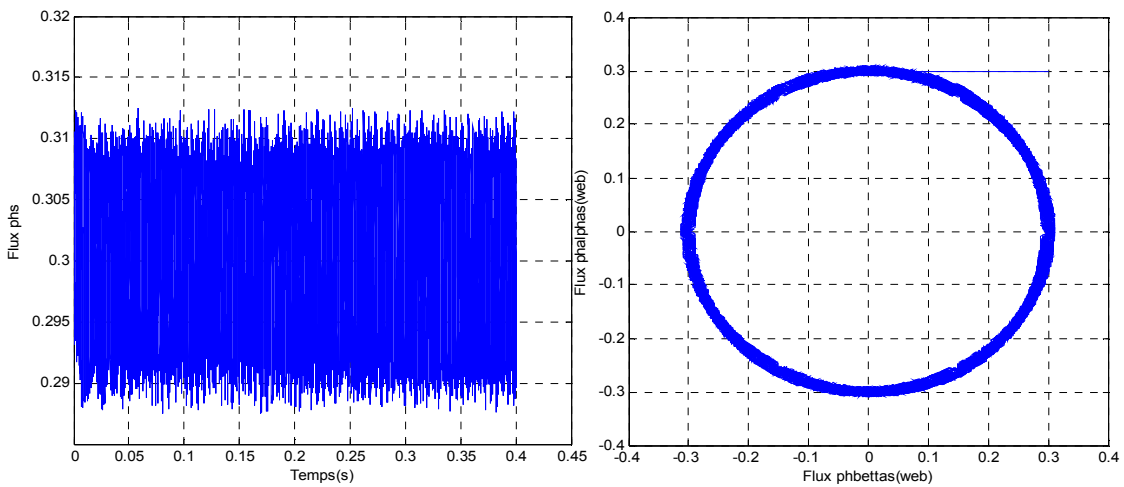
a) : Tension V_a

b) : Courant en quadrature i_{qs}



c) : Flux $\Phi_{s\alpha}$

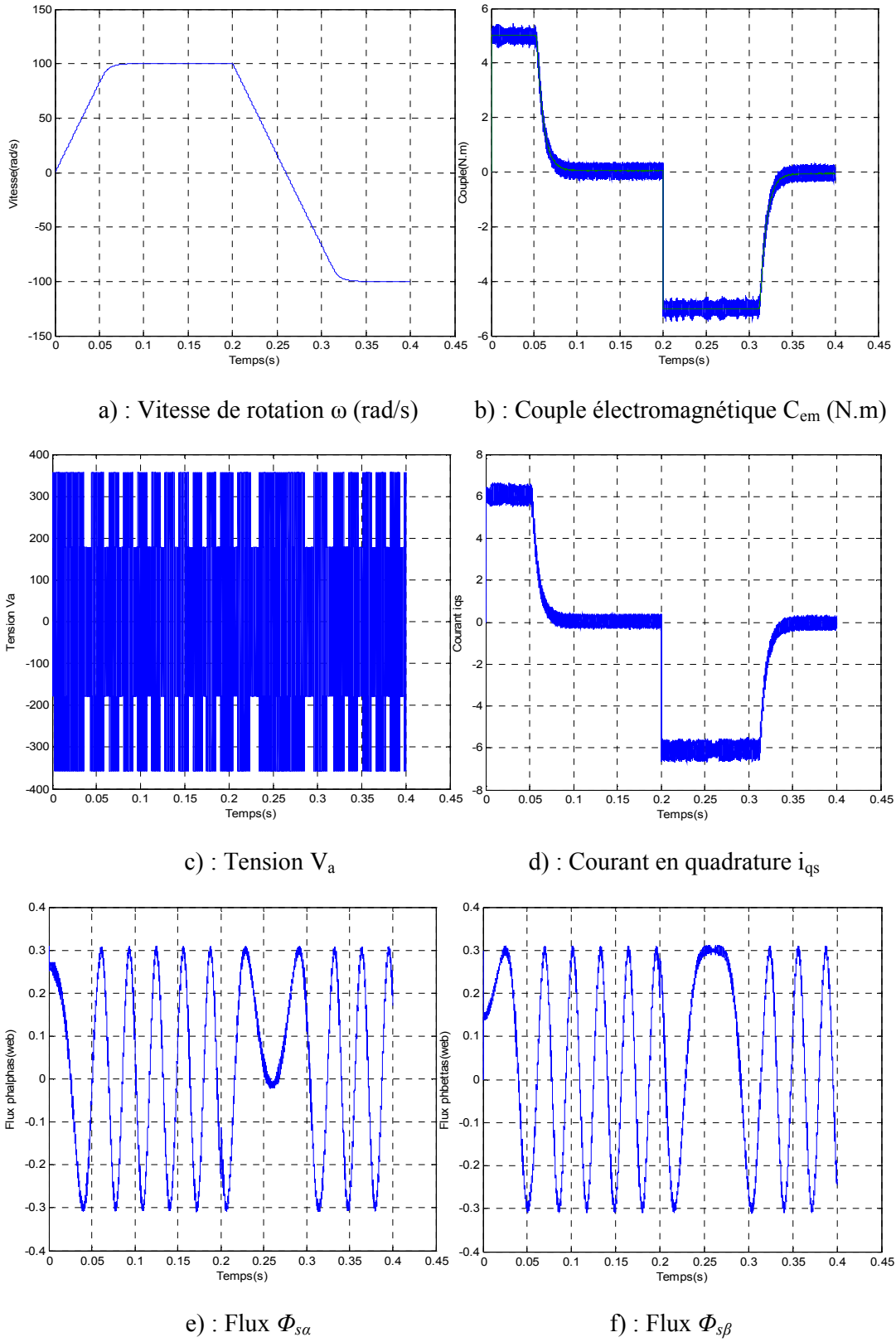
d) : Flux $\Phi_{s\beta}$



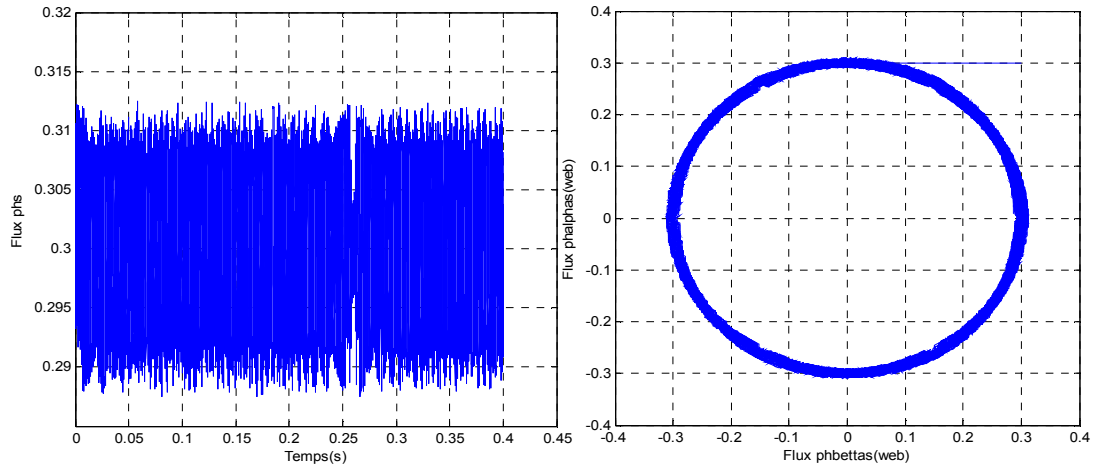
e) : Module du flux statorique

f) : Trajectoire du flux statorique $\Phi_{s\alpha}=f(\Phi_{s\beta})$

Figure(IV.12) : Suite de résultats de simulation de MSAP en charge



Figure(IV.13) : Résultats de simulation de MSAP à l'inversement de vitesse de rotation



a) : Module du flux statorique b) : Trajectoire du flux statorique $\Phi_{s\alpha} = f(\Phi_{s\beta})$

Figure(IV.14) : Suite de résultats de simulation pour le flux statorique

IV.8.2. Résultats de simulation de BLDC :

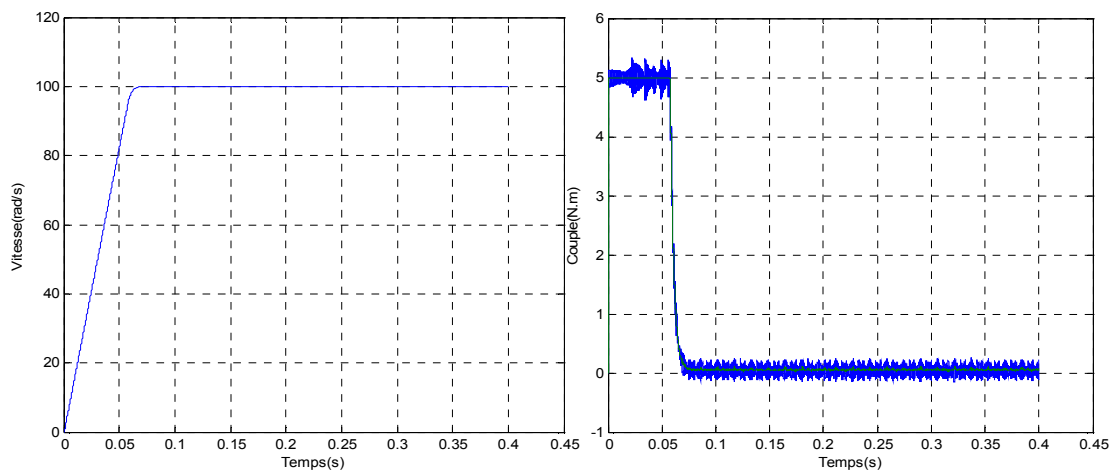
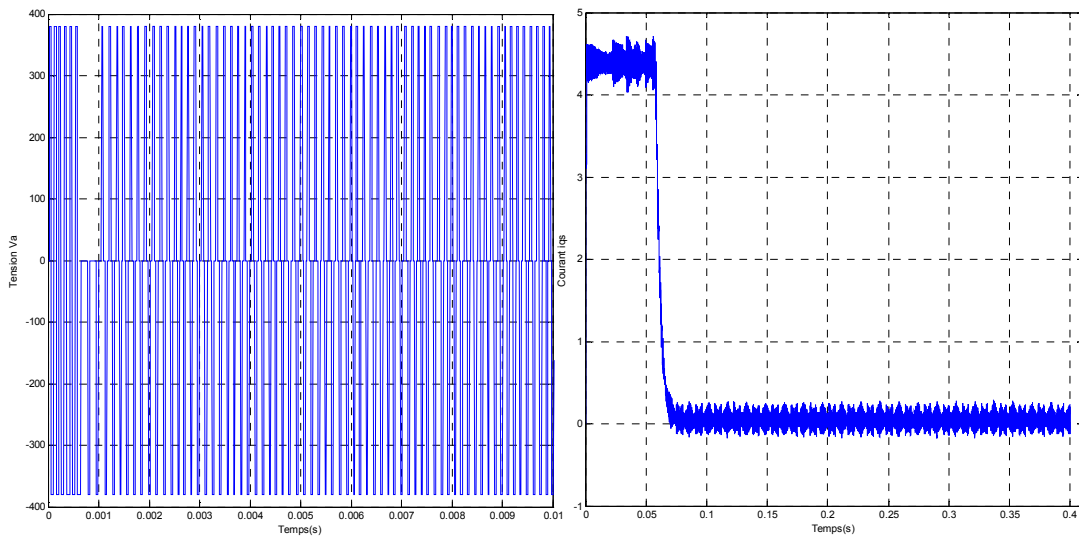
On a simulé un démarrage à vide, puis une mise en charge, les résultats de simulation montrent les performances de cette méthode de commande sur un BLDCM comme la montre les figures précédentes. D'après la figure (IV.15) On constate que la vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse court (environ de 0.063s) car le moteur est à vide et que l'inertie est faible, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limitée et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi.

Après le moteur BLDCM est chargé par un échelon de couple résistant égale à 3 N.m, le couple électromagnétique répond avec un faible dépassement à $t=0.2s$, et très faible oscillation, ainsi une petite influence sur la vitesse à $t=0.2s$, qui rejoint par la suite sa valeur de référence, voire figure (IV,17), ce qui confirme le bon choix des coefficients du réglage du contrôleur de vitesse PI, aussi montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.

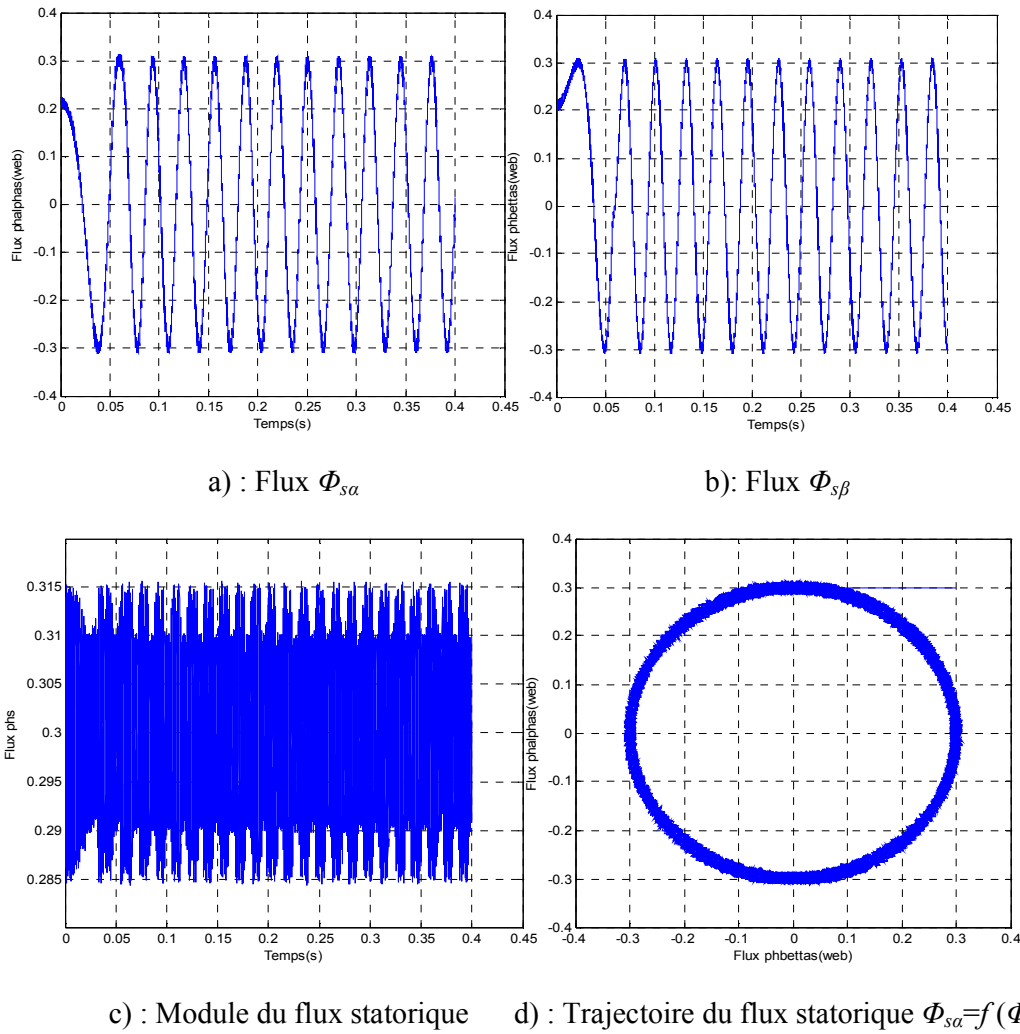
Dans la figure (IV.19) on va tester la robustesse de la commande vis à vis à une variation de référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de +100 rad/s à -100rad/s à l'instant $t=0.2s$ après un démarrage à vide.

A l'inversion de la vitesse on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement sans dépassement, on constate aussi que le couple électromagnétique répond sans dépassement, puis tendre vers le régime permanent ou le couple s'annule avec une faible oscillation.

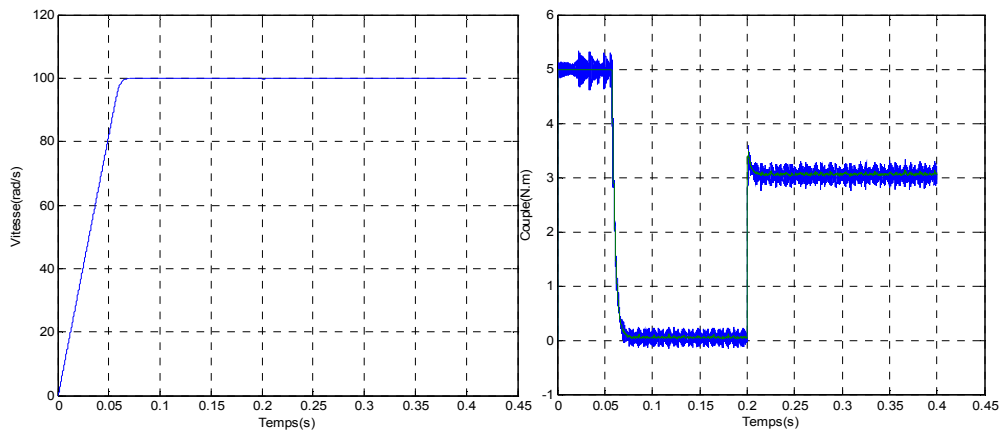
D'après les résultats obtenues on constate que les deux composantes de flux $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence (0.3Wb), sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieure de la bande d'hystérésis et décrit une trajectoire quasi-circulaire, ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante par le contrôleur de flux même lors de l'application de la charge ou l'inversion du sens de rotation, donc le découplage est parfait. On remarque aussi que le courant statorique (i_{qs}) est l'image du couple électromagnétique et la tension V_a à une forme d'onde d'allure rectangulaire correspondante au découpage de la tension d'alimentation de l'onduleur.

a) : Vitesse de rotation ω (rad/s)b) : Couple électromagnétique C_{em} (N.m)c) : Tension V_a d) : Courant en quadrature i_{qs}

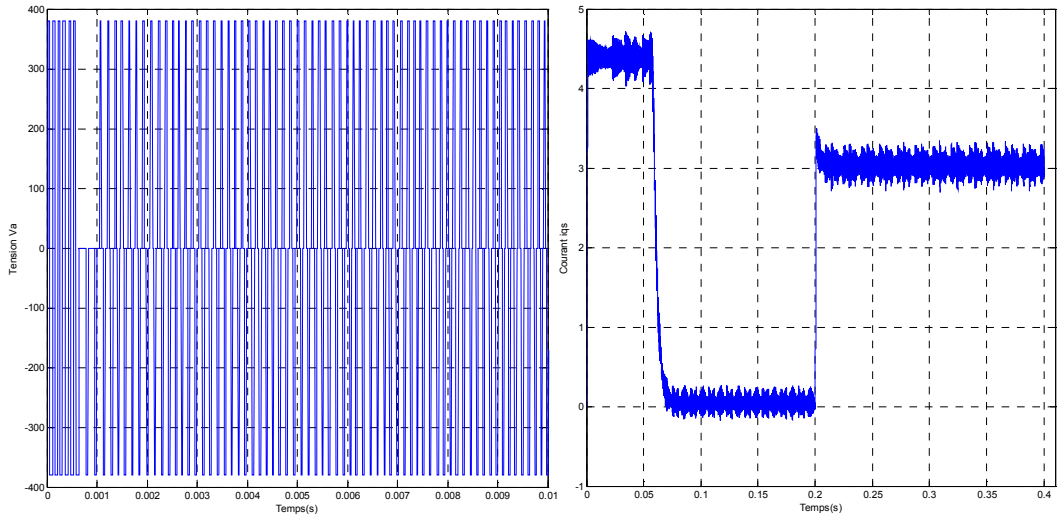
Figure(IV.15) : Résultats de simulation de BLDCM à vide



Figure(IV.16) : Suite de résultats de simulation de BLDCM à vide, l'évolution du flux statorique estimé dans plan α - β

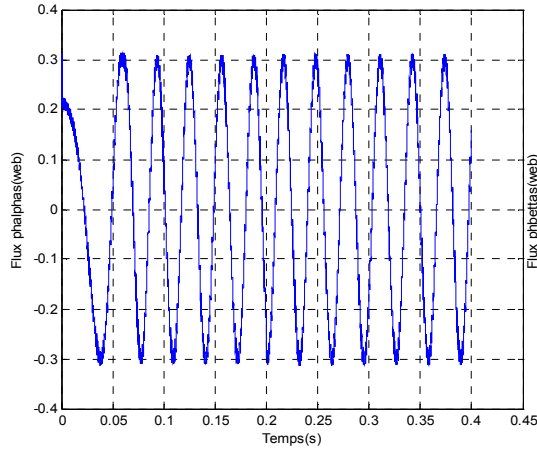


Figure(IV.17) : Résultats de simulation de vitesse et couple électromagnétique en charge

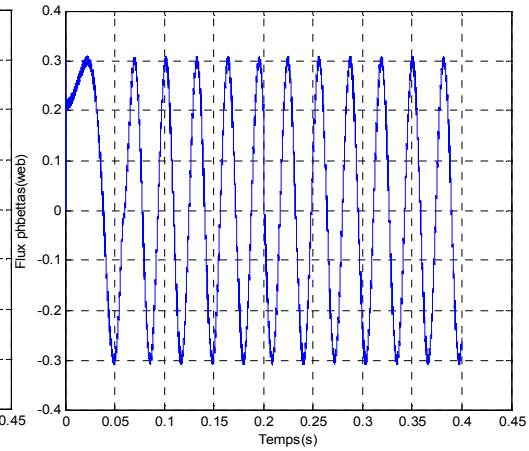


a) : Tension V_a

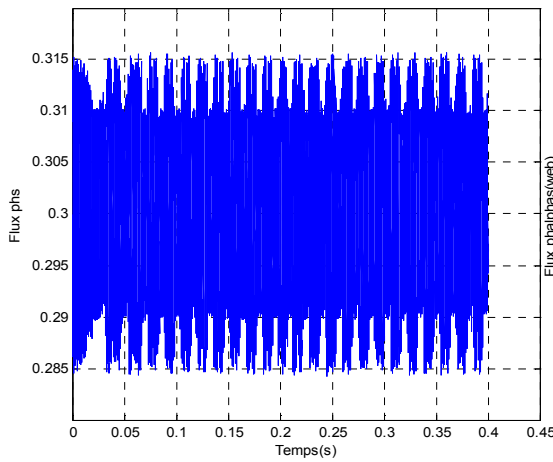
b) : Courant en quadrature i_{qs}



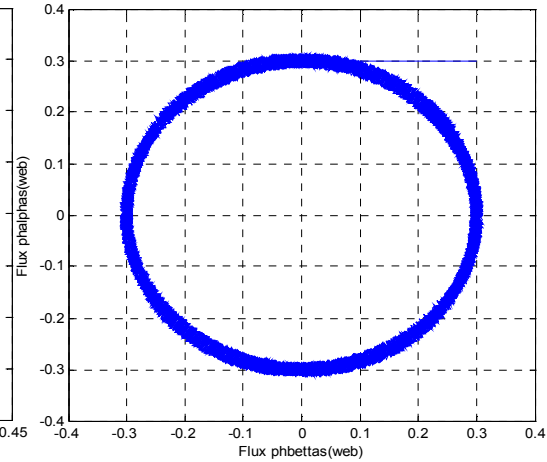
c) : Flux $\Phi_{s\alpha}$



d) : Flux $\Phi_{s\beta}$

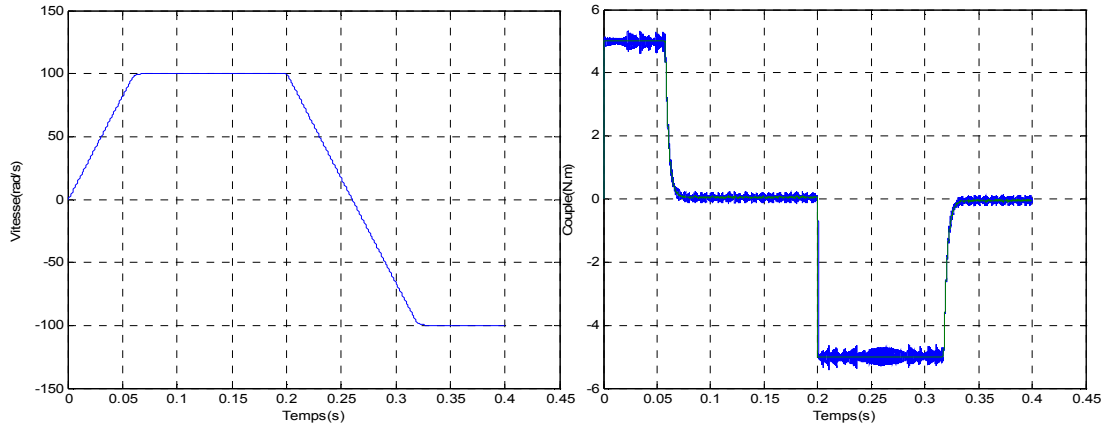


e) : Module du flux statorique

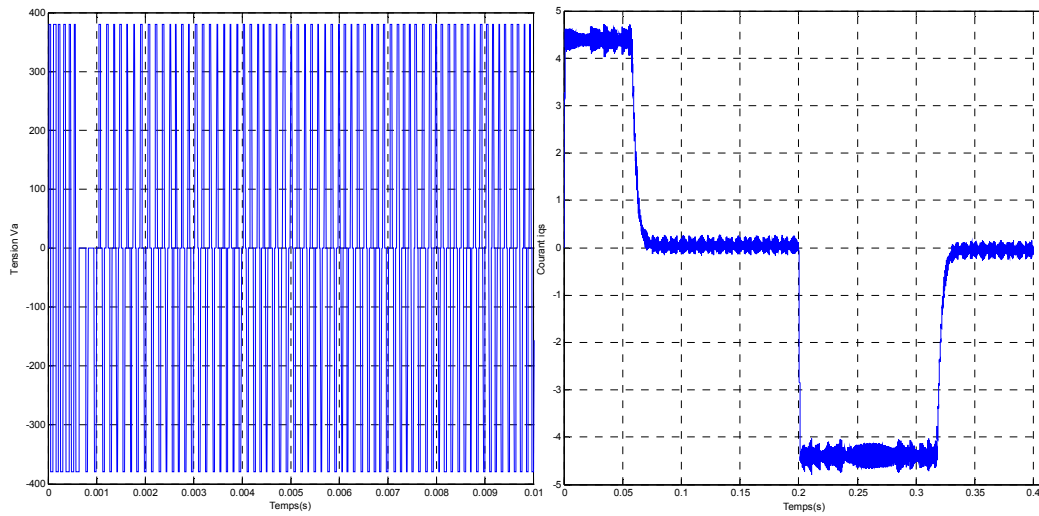


f) : Trajectoire du flux statorique $\Phi_{s\alpha}=f(\Phi_{s\beta})$

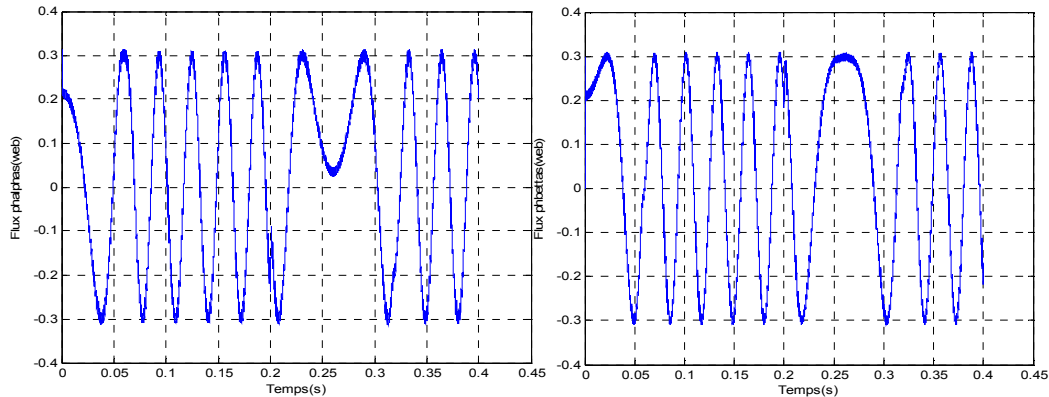
Figure(IV.18) : Suite de résultats de simulation de BLDCM en charge



a) : Vitesse de rotation ω (rad/s) b) : Le couple électromagnétique C_{em} (N.m)

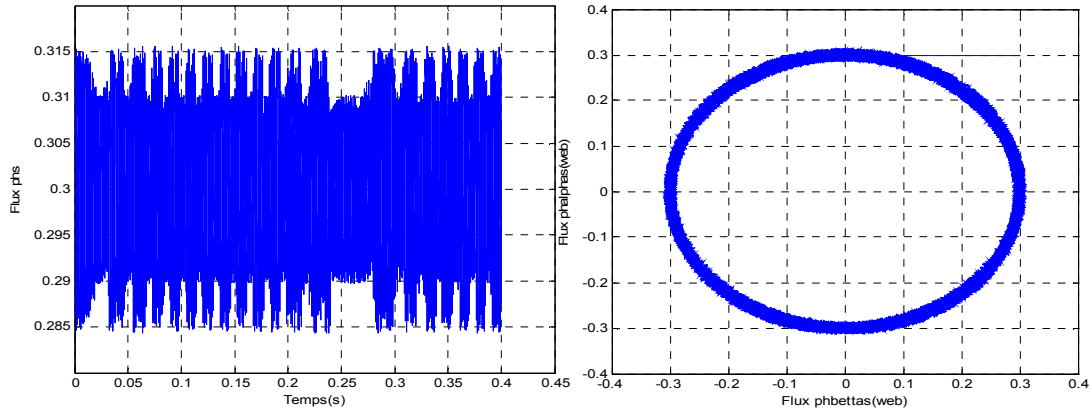


c) : Tension V_a d) : Courant en quadrature i_{qs}



e) : Flux $\Phi_{s\alpha}$ f) : Flux $\Phi_{s\beta}$

Figure(IV.19) : Résultats de simulation du BLDCM à l'inversement de la vitesse de rotation



a) : Module du flux statorique b) : Trajectoire du flux statorique $\Phi_{sa}=f(\Phi_{s\beta})$

Figure(IV.20) : Suite de résultats de simulation pour le flux statorique

IV.9. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle directe du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter un MSAP et un BLDCM, ainsi il apporte une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse et présente des avantages par rapport au contrôle vectoriel classique.

On a abordé une structure de la commande par DTC alimenté par un onduleur de tension, et on a simulé le comportement du MSAP et du BLDCM en présence d'une boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI. On peut dire que cette stratégie de commande est insensible aux variations des paramètres du moteur, l'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator.

De plus, la présence des correcteurs à hystérésis produit des oscillations des grandeurs contrôlées (flux et couple).

Chapitre V

Étude comparative

V.1.Introduction :

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus à travers les deux commandes étudiées (la commande vectorielle (FOC) et la commande directe de couple (DTC)) appliquées à aux deux types du moteur à aimants permanents (MSAP et BLDCM), il est nécessaire d'effectuer une comparaison des caractéristiques statiques et dynamiques entre les deux moteurs, dans les mêmes conditions de fonctionnement (référence, charges, perturbation, ...etc.) et dans la même configuration de simulation (pas d'échantillonnage, durée de simulation,...etc.) [58].

Dans ce qui suit, on va réaliser une comparaison entre l'application de la FOC aux deux modèles des moteurs qui ont été étudiés (MSAP et BLDCM), ainsi une deuxième comparaison entre l'application de DTC aux MSAP et BLDCM.

V.2.Comparaison entre la FOC appliquéeaux MSAP et BLDCM :

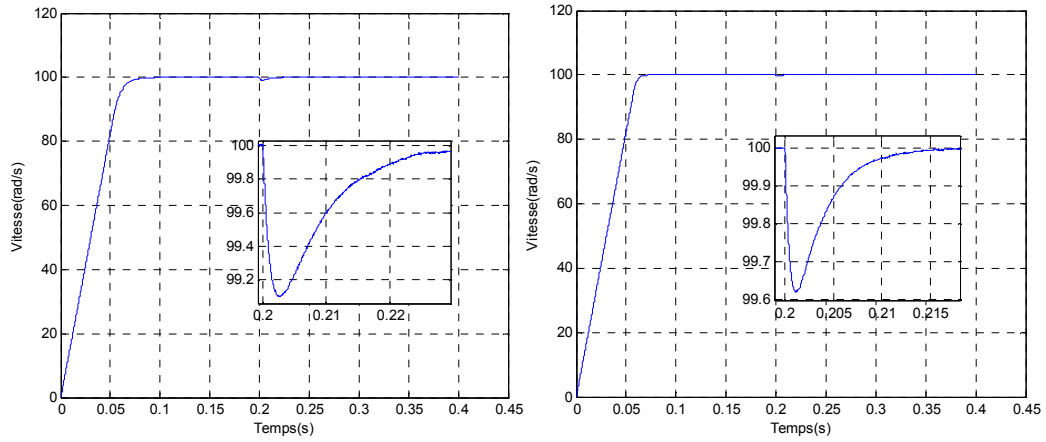
V.2.1. Comparaison au niveau de la régulation de vitesse :

La figure(V.1) qui en suit, illustre les résultats de simulation de la technique de commande FOC appliquée aux MSAP et BLDCM, Où on applique un couple de charge égale à 3N.m à $t=0.2s$, et une vitesse de référence égale à 100rad/s.

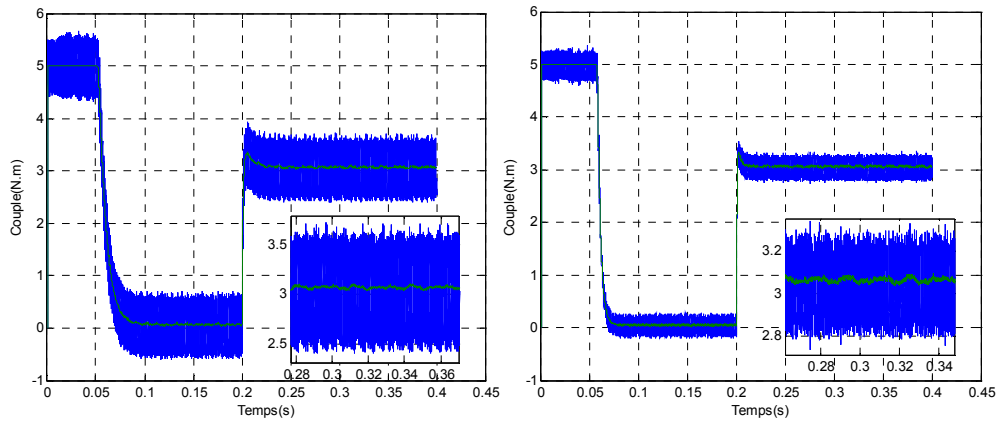
On remarque que la FOC appliquée au MSAP présente des oscillations de couple plus grandes que les oscillations de couple au BLDCM.

Au niveau de la vitesse, on remarque que l'effet de perturbation de la charge sur la vitesse de rotation est plus grand au MSAP qu'au BLDCM, et le temps de réponse au BLDCM (0.075s) plus réduit par rapport qu'au MSAP (0.095s).

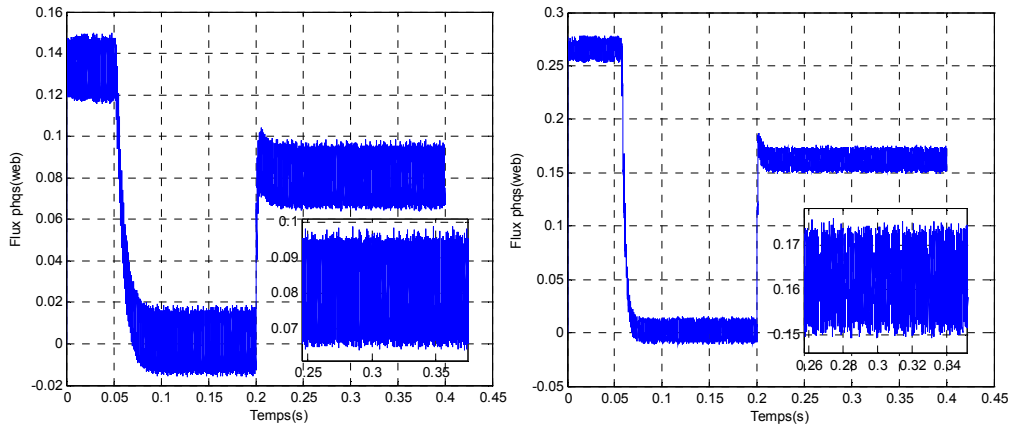
Pour la FOC appliquée au BLDCM, on remarque que la composante (Φ_{qs}) de flux statorique au démarrage atteint une pente supérieure à celle obtenue du MSAP, ainsi que ses oscillations sont plus petites au BLDCM qu'au MSAP.



a) : Vitesse de rotation ω (rad/s)



b) : Couple électromagnétique C_{em} (N.m)



c) : Composante en quadrature du flux ϕ_{sq}

MSAP

BLDCM

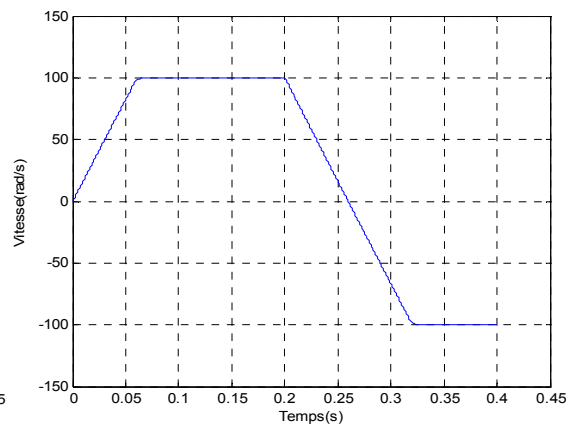
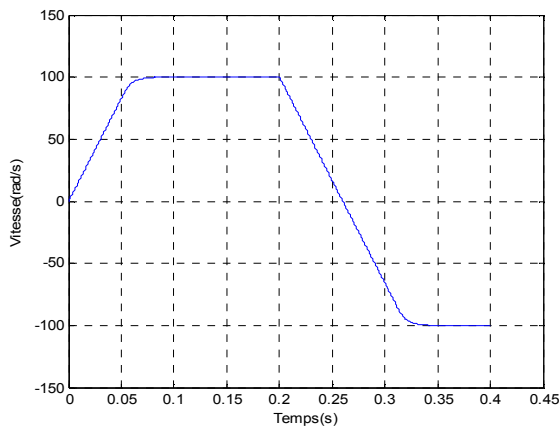
Figure(V.1) : Résultats de simulation de la FOC lors d'un démarrage en charge

V.2.2. Test de robustesse pour l'inversion du sens de rotation du moteur:

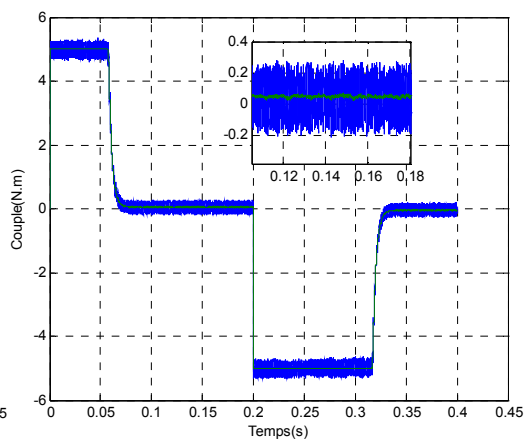
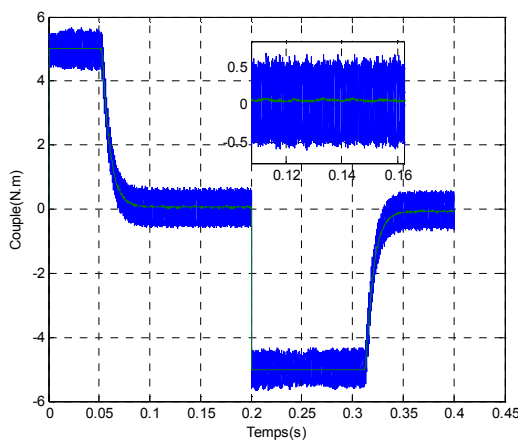
Afin de tester la robustesse de commande FOC aux MSAP et BLDCM vis-à-vis à l'inversion du sens de rotation, on a introduit un changement de consigne de la vitesse de référence de +100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=0.2s$.

A partir des figures(V.2) et (V.3) on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement et sans dépassement pour la commande FOC appliquées aux deux moteurs (MSAP, BLDCM), et le temps de réponse du BLDCM est plus réduit par rapport au MSAP.

On observe d'après la figure (V.4) que la FOC présente des oscillations sur le couple de MSAP supérieures aux celles sur le couple du BLDCM. Pour le courant (i_{ds}), on remarque qu'il est influé par l'inversement de la vitesse du MSAP, par contre il est plus stable au BLDCM et présente des oscillations importantes par rapport celui du MSAP.



Figure(V.2) : Vitesse de rotation de MSAP Figure(V.3) : Vitesse de rotation de BLDCM



Figure(V.4) : Couple électromagnétique C_{em} (N.m)

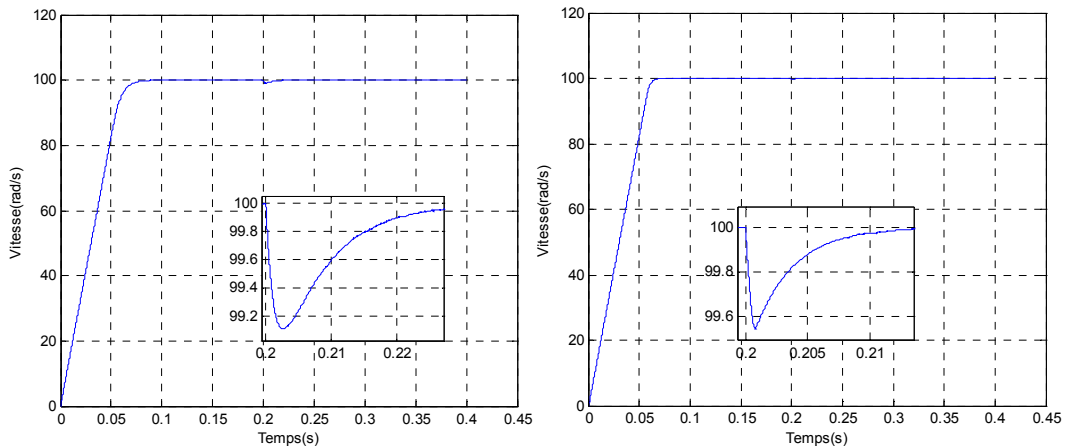
V.3.Comparaison entre la DTC applique aux MSAP et BLDCM :

V.3.1. Comparaison au niveau de la régulation de vitesse :

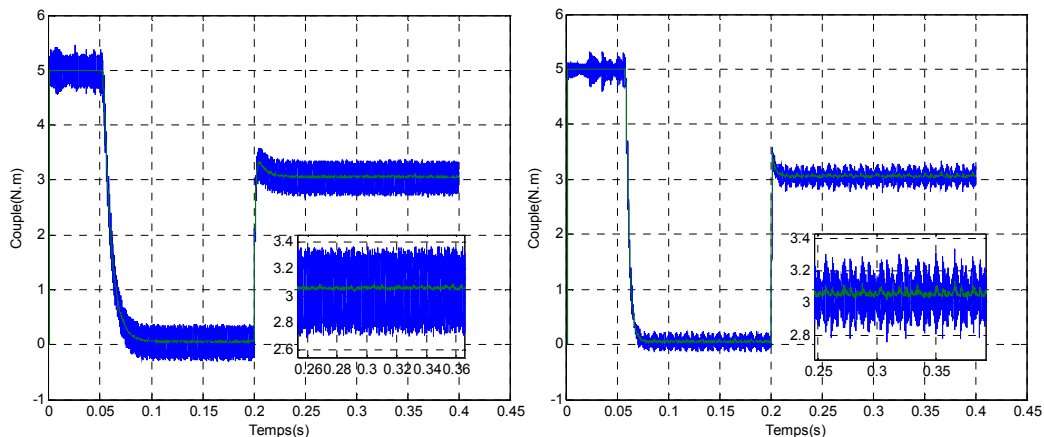
La figure(V.5) illustre les résultats de simulation de la technique de commande DTC appliquée aux MSAP et BLDCM, Où on applique un couple de charge égale à 3N.m à t=0.2s, la vitesse de référence égale à 100rad/s.

On remarque que la DTC appliquée au MSAP présente des oscillations de couple plus grandes que celles du couple du BLDCM.

Au niveau de la vitesse, on remarque que l'effet de la perturbation de la charge sur la vitesse de rotation est plus grand au MSAP qu'au BLDCM, et le temps de réponse du BLDCM (0.063s) est plus réduit par rapport de celui obtenu en MSAP (0.085s).



a) : Vitesse de rotation ω (rad/s)



b) : Couple électromagnétique C_{em}

MSAP

BLDCM

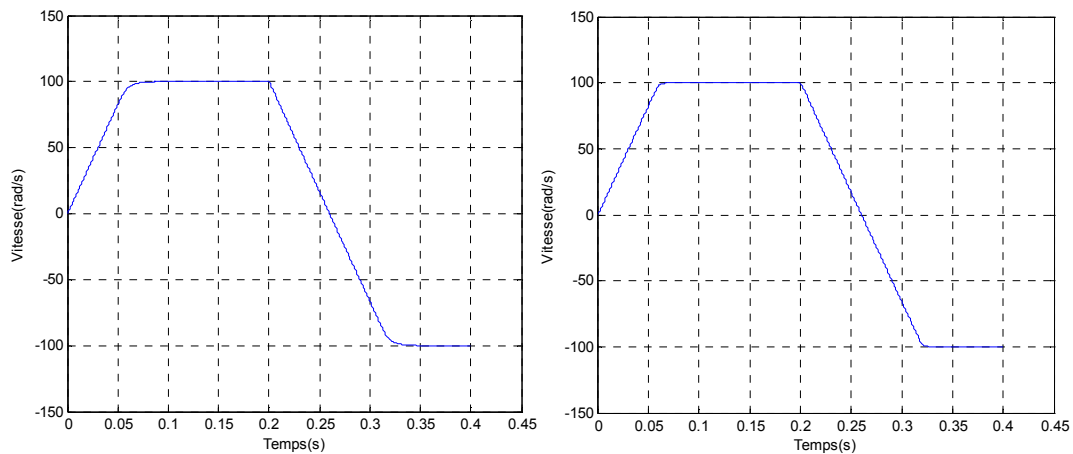
Figure(V.5) : Résultats de simulation de DTC lors d'un démarrage en charge

V.3.2. Test de robustesse pour l'inversion du sens de rotation du moteur :

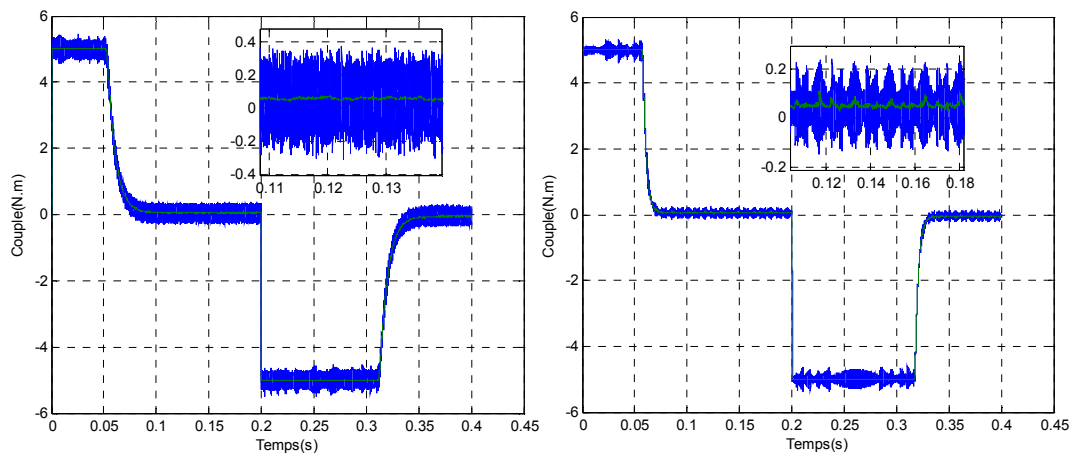
Afin de tester la robustesse de commande DTCaux MSAP et BLDCM vis-à-vis à l'inversion du sens de rotation, on a introduit un changement de consigne de la vitesse de référence de +100 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t=0.2s$.

La figure (V.6) qui suit, illustre les résultats de simulation de la technique de commande DTC appliquée aux MSAP et BLDCM, où on applique un inversement de vitesse de rotation à $t=0.2s$, de +100 rad/s à -100 rad/s. On constate que la poursuite en vitesse s'effectue normalement et sans dépassement pour la commande DTC aux deux moteurs (MSAP, BLDCM), et le temps de repense au BLDCM est réduit par rapport au MSAP.

On observe aussi que la DTC présente des oscillations sur le couple de MSAP supérieures aux celles sur le couple de BLDCM.



a) : Vitesse de rotation ω (rad/s)



b) : Couple électromagnétique C_{em}

MSAP

BLDCM

Figure(V.6) : Résultats de simulation de DTC à l'inversion de vitesse

V.4.Comparaison des pertes Joule entre les deux moteurs [36] :

A puissance donnée, pour comparer les pertes Joule des moteurs «MSAP» et «BLDCM», il est nécessaire de connaître les valeurs efficaces des courants et des résistances de phases des deux moteurs. Pour cela, en se donnant le rapport des f.é.m des deux moteurs, on déduit d'une part le rapport des nombres de spires et d'autre part celui des courants efficaces à puissance fixée.

Connaissant le nombre de spires par bobine pour chaque moteur, on déduit le rapport des longueurs de leurs bobines. De plus, en connaissant le rapport des valeurs efficaces des courants, on peut obtenir celui des sections des conducteurs des bobines. Cela permet de calculer le rapport des résistances de phase et donc celui des pertes Joule pour les deux machines.

On pose :

$$E_{\max S} = K \cdot E_{\max T} \quad (\text{V.1})$$

Si on suppose que les deux moteurs ne diffèrent que par le type de bobinage et le nombre de spires, la relation (V.1) conduit à :

$$N_S = K \cdot \frac{K_{bT}}{K_{bS}} \cdot N_T \quad (\text{V.2})$$

Où : N_S et N_T sont respectivement les nombres de spires des moteurs «MSAP; sinus» et «BLDCM; trapèze».

K_{bT} et K_{bS} sont respectivement les coefficients de bobinage des moteurs «MSAP» et «BLDCM».

On pose par la suite :

$$K' = \frac{K_{bT}}{K_{bS}} \geq 1 \quad (\text{V.3})$$

Les longueurs des bobines statoriques des moteurs «MSAP» et «BLDCM» sont donc presque proportionnelles au rapport des nombres de spires respectifs :

$$L_{cS} = K \cdot K' \cdot L_{cT} \quad (\text{V.4})$$

Pour la même puissance transmise P_t , nous avons :

- **Pour MSAP :**

$$\text{Puissance électromagnétique : } P_{em} = \frac{3}{2} \cdot E_{\max S} \cdot I_{\max S} \quad (\text{V.5})$$

$$\text{Perte Joule : } P_j = 3 \cdot R_S \cdot I_{effS}^2 \quad (\text{V.6})$$

- **Pour BLDCM :**

$$\text{Puissance électromagnétique} : P_{em} = 2 \cdot E_{\max T} \cdot I_{\max T} \quad (\text{V.7})$$

$$\text{Pert Joule} : P_j = 3 \cdot R_T \cdot I_{effT}^2 \quad (\text{V.8})$$

$$\text{Donc} : \frac{I_{\max S}}{I_{\max T}} = \frac{4}{3K} \quad \text{et} \quad \frac{I_{effS}}{I_{effT}} = \frac{2}{\sqrt{3} \cdot K} \quad (\text{V.9})$$

Pour la même densité de courant en (A/mm²) dans le cuivre, les sections des conducteurs des deux moteurs sont dans le rapport des courants efficaces :

$$S_{cS} = \frac{2}{\sqrt{3} \cdot K} S_{cT} \quad (\text{V.10})$$

Connaissant le rapport des longueurs et des sections des conducteurs, on obtient la relation liant les résistances statoriques pour les deux types de moteurs :

$$R_S = R_T \cdot \frac{K^2 \cdot K' \cdot \sqrt{3}}{2} \quad (\text{V.11})$$

Les pertes Joule sont donc liées par :

$$\frac{P_{jS}}{P_{jT}} = \frac{3 R_S \cdot I_{effS}^2}{3 R_T \cdot I_{effT}^2} = K' \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (\text{V.12})$$

Ce rapport est indépendant de celui des amplitudes des f.é.m des deux moteurs (K) ; il ne dépend que de celui des coefficients de bobinage (K').

Quel que soit le rapport des amplitudes des f.é.m maximales sinus et trapèze, les pertes Joule de moteur «MSAP» sont toujours supérieures à 15% de celles de moteur «BLDCM».

En contre partie, le moteur à f.é.m trapézoïdale aura plus de pertes fer au stator et de pertes dans les aimants compte tenu de la forme non sinusoïdale de la f.é.m.

V.5. Comparaison entre la DTC et la commande vectorielle [58] :

La DTC ne nécessite pas de mesure mécanique telle que celle de la vitesse ou de la position de moteur, de plus la sensibilité aux paramètres de moteur est nettement atténuée dans le cas de la DTC, puisque l'estimation du flux se fait en fonction d'un seul paramètre à savoir la résistance statorique. La commande DTC a pour avantages :

- * La réduction du temps de réponse du couple.
- * La robustesse par rapport à la variation des paramètres de la machine et de l'alimentation.
- * L'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux.
- * Elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre du moteur.

Le problème majeur de cette commande et la difficulté de la maîtrise des harmoniques au niveau du couple (compatibilité électromagnétique, bruit audible, variation de la qualité acoustique).

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique FOC a été développé pour supprimer le couplage interne de la machine, provoquant des variations du flux liées à celles du couple.

Beaucoup de travaux ont été effectués sur le contrôle vectoriel et de nombreux variateurs avec cette commande sont réalisés et utilisés pour de multiples applications, dans des domaines de puissance et de vitesse très variés. Cependant, bien qu'il donne des performances élevées au moteur, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'avantage :

- * Permettre un découplage entre le flux et le couple assez simple, ainsi une large plage de vitesse.
- Et un nombre d'inconvénients :

- * Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique ;
- * Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple.
- * La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.
- * L'utilisation d'un capteur mécanique augmente le coût du système de commande et accroît les problèmes de fiabilité.

V.6. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté une étude comparative des performances des deux moteurs (MSAP et BLDCM) lors de l'application des techniques de commande FOC et DTC.

Les résultats de simulation montrent que le BLDCM est un peu avantageux par rapport au MSAP surtout au niveau de son comportement avec le changement des paramètres des commandes et les pertes Joule sont réduites.

Conclusion générale

Le modèle d'étude appliqué pour la modélisation des moteurs à aimants permanents est très simple, permet d'obtenir des résultats rapidement et aussi de donner une idée sur les performances statiques et dynamiques du deux types du moteur à aimants permanents (MSAP et BLDCM).

Pour l'amélioration des performances dynamiques des moteurs à aimants permanents, nous avons utilisé certaines stratégies de commande à savoir : la commande vectorielle et le contrôle direct du couple (DTC). Ces lois de commande utilisées, nous ont permet d'améliorer les performances des moteurs MSAP et BLDCM, et aussi de contrôler le couple et la vitesse afin d'avoir des réponses dynamiques très rapides, surtout pour la vitesse, et de réduire les oscillations du couple.

La robustesse de la commande DTC réside dans la définition des consignes externes, le vecteur flux statorique, le couple ou bien l'énergie. Aussi, la simplicité d'obtenir les grandeurs estimées pour le bouclage de contrôle et l'implantation et le choix des correcteurs constitue un critère important pour l'amélioration des performances d'une commande.

La commande vectorielle améliore le temps de réponse et permet d'avoir un réglage rapide du couple ce qui rend le contrôle de la vitesse plus simple.

La commande DTC dépend essentiellement de la précision de l'estimation du flux ainsi que de la table de commutation. L'utilisation d'une table avec vecteur nulle permet de réduire les ondulations du couple mieux que celle sans vecteur nul.

Le type du moteur BLDCM est avantageux que le MSAP surtout au niveau de son comportement vis a vis du changement des paramètres de commande. Cette machine est compacte, facile à commander, robuste, économique et présente moins de pertes Joule par rapport au MSAP.

ANNEXE

PARAMETRES DE MOTEUR MSAP**GRANDEURS NOMINALES :**

Nombre de paire de pôles	$P = 2$
Tension efficace nominale simple	$V_n = 220V$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Coefficients du régulateur :	$K_i = 48.927$ et $K_p = 1.0836$

PARAMETRES ELECTRIQUES :

Résistance de l'enroulement statorique	$R_s = 1.93\Omega$
Inductance statorique directe	$L_d = 79 \text{ e-3 H}$
Inductance statorique en quadrature	$L_q = 24 \text{ e-3 H}$

PARAMETRES MECANIQUES :

Moment d'inertie	$J = 0.003 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f_v = 0.00038818$

PARAMETRES DE MOTEUR BLDCM**GRANDEURS NOMINALES :**

Nombre de paire de pôles	$P = 2$
Tension efficace nominale simple	$V_n = 220V$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$

PARAMETRES ELECTRIQUES :

Résistance de l'enroulement statorique	$R_s = 1.93\Omega$
Inductance statorique directe	$L_d = 33\text{e-3 H}$
Inductance statorique en quadrature	$L_q = 48\text{e-3 H}$

PARAMETRES MECANIQUES :

Moment d'inertie	$J = 0.003 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f_v = 0.00038818$

Références bibliographiques

- [1]- J. R. Hendershot and The Miller, "***Design of Brushless Permanent Magnet Motors***". Oxford Science Publications, 1994.
- [2]- C. C. Chan, K. T. Chan and J. Z. Jiang, "***Novel Permanent Magnet Motor Drives for Electric Vehicles***". Transaction on Industry Electronics Vol.43, N°.2, April 1996.
- [3]- Boukais. Boussad seddik, "***Contribution à la Modélisation des Systèmes Couple Machine Convertisseur : Application aux Machines à Aimant Permanent (BDCM-MSAP)***". Thèse Doctorat d'Université Mouloud Mammeri de Tizi- Ouzou, 21 Février 2012.
- [4]- M. Azizur Rahman and Ping Zhou, "***Analysis of Brushless Permanent Magnet Synchronous Motor***". IEEE, Transaction on Industry Electronics, Vol.43, N°.2, April 1996.
- [5]- M. Étique, "***Entraînements Réglés MET2***". Cours, Département d'Électricité et d'Informatique, Haute École d'Ingénierie et de Gestion du Canton de Vaud, (HEIGVd), 2005.
- [6]- 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.
- [7]- Frédéric. Gillon, "***Modélisation et Optimisation par Plans d'Expériences d'un Moteur à Commutations Électriques***". Thèse Doctorat d'Université des Sciences et Technologies de Lille, 18 Décembre 1997.
- [8]- Mathieu. Couderc, "***Contribution à l'Élaboration d'une Méthodologie Générale de Conception des Machines à Aimants Permanents à Haute Vitesse***". Thèse Doctorat, L'Institut National Polytechnique de Toulouse, 4 juillet 2008.
- [9]- F. Locment, "***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.
- [10]- L. Vido, "***Étude d'Actionneurs Électriques à Double Excitation Destinés au Transport. Dimensionnement de Structures Synchrones***". Thèse de Doctorat, École Normale Supérieur de Cachan, 2007.
- [11]- 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.
- [12]- L. Gasc, "***Conception d'un Actionneur à Aimants Permanents à Faibles Ondulations de Couple pour Assistance de Direction Automobile. Approches par la Structure et par la Commande***". Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2004.

- [13]- B. Multon, "*Application des Aimants aux Machines Electriques*". Notes de Cours, École Normale Supérieure de Cachan, Antenne de Bretagne, 2009.
- [14]- 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.
- [15]- T.M. Jahns, Wen L. Soong, "*Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives - A Review*". IEEE Trans. Ind. Electron, Vol.43, N°2, April 1996.
- [16]- G. Guy, et C. Guy, "*Actionneurs Électriques, Principes Modèles Commande*". Edition Eyrolles, 2000.
- [17]- G. Lacroux, "*Actionneurs Électriques pour la Robotique et les Asservissements*". Lavoisier, 1995.
- [18]- C. Carlos, "*Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone I*". Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [19]- A. Bouscayrol, et T. Communal, "*Approche Globale de La Commande Dynamique De Machines Électriques*". Revue 3EI, N°17, pp.73-79, juin 1999.
- [20]- A. Genon, et W. Lagros, "*Machines Électriques*". Edition Science Europe, Paris 2000.
- [21]- M. Étique, "*Entraînements Réglés MET2*". Cours, Département D'Électricité et d'Informatique, Haute École d'Ingénierie et de Gestion du Canton de Vaud (HEIGVd), 2005.
- [22]- M. Kudelski, "*Analyse et Conception de Moteurs Synchrone Chemisés à Commutation Électronique*". Thèse de Doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998.
- [23]- P. Abati, "*Les Capteurs à Effet Hall*". Cours, 2001, Site : www.stielec.ac-aixmarseille.fr.
- [24]- 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, pp. 272-276, Bursa, Turkey, December 2007.
- [25]- Ph. Lamelot, J. Guezal, "*Les Aimants Permanents Rendent les Moteurs Économés*". Technologie et Innovations, 2007.
- [26]- M. Budinger, J. Liscouet, S. Orioux, J-Ch. Mare, "*État de L'art sur la Conception des Systèmes D'actionnement Électromécanique*". Notes de Cours, INSA, Toulouse, 2008.
- [27]- Babak. Nahide Mobarakeh, "*Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimant : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification "en ligne" des Paramètres*". Thèse de doctorat, M. Sc. de l'Université de Téhéran, Iran, 21 décembre 2001.

- [28]- P. Pillay, R. Krishnan, "**Modelling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part II: The Brushless DC Motor Drives**". IEEE Trans. Ind. Appl, Vol.25, pp 274-279, March/April 1989.
- [29]- P. Zhou, D. Lin, W.N. Fu, B. Ionescu, and Z.J.Cendes, "**A General Co-Simulation Approach for Coupled Field-Circuit**". IEEE Trans. Magn, vol.42, N°4, pp. 1051–1054, April 2006.
- [30]- Nabti. Khalil, "**Stratégies de Commande et Techniques Intelligentes Appliquées aux Machines de Type Synchrones**". Thèse Doctorat d'Université de Constantine, 14 décembre 2010.
- [31]- G. Sturtzer, "**Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés**", Ellipses Edition, Markty. S. A, 2000.
- [32]- A. Tlemçani, "**Contribution à l'Application des Commandes Adaptatives par les Systèmes Flous à une Machine Synchrones à Aimants Permanents Alimentée par un Convertisseur Multicellulaire Série**". Thèse de Doctorat, École Nationale Polytechnique, Alger, 03 Juillet 2007.
- [33]- R. Errouissi, "**Contribution à la Commande Prédictive non Linéaire d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents**". Thèse de Doctorat, Université du Québec, Juin 2010.
- [34]- Salih.Baris.Ozturk, "**Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors with Non-Sinusoidal BACK-EMF**". Thèse Doctorat d'Université Texas A&M, May 2008.
- [35]- P. S. Bastiani, "**Stratégies de Commande Minimisant les Pertes d'un Ensemble Convertisseur - Machine Alternative : Application à la Traction Électrique**". Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Février 2001.
- [36]- A. De Bernardinis, "**Etude et Optimisation d'un Ensemble Alternateur à Aimant-Redresseur Commande. Application à un Véhicule Hybride**". Thèse de Doctorat, de l'I.N.P.L, 19 décembre 2000.
- [37]- A. De Bernardinis, N. Takorabet, F. Meibody-Tabar and B. Laporte, "**Optimisation of a PM Generator-Motor for HEV Considering the Constraints on the Power Supply and Current Control Strategy**". ICEM 2000 Conference, Helsinki, Finland, pp. 1270-1274, August 28-30 2000.
- [38]- J. Caron, J. Hautier, "**Modélisation et Commande de la MACHINE Asynchrone**". Technique et Documentation, Paris, 1995.
- [39]- Chaouch. S, "**Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse**". Thèse de Doctorat en Science, Université de Batna, décembre 2005.

- [40]- Boussak, M. Pilioua-Sendo, R, "*Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique avec l'Estimation de la Position Initiale des Servomoteurs Synchrones à Aimants*". 16^{ème} journées Tunisiennes d'Électrotechnique et d'Automatique, Hammamet Tunisie, 8 et 9 Novembre.
- [41]- M. sebba, A. Chaker, Y. Meslem, S. Hassaine, "*Commande en Vitesse du Moteur Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'État de Luenberger*". 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP, 2007.
- [42]- T. Rekioua, "*Contribution à la Modélisation et à la Commande Vectorielle des MSAP*". Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Lorraine 1991.
- [43]- Morand. F, "*Technique d'Observation sans Capteur de Vitesse en Vue de la Commande des Machines Synchrones*". Thèse de Doctorat, Institut Nationale des Sciences Appliquées Lyon, France 2005.
- [44]- Y. A. Chapuis, "*Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique*". Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.
- [45]- C. Elmoucary, "*Contribution à l'Étude de Commande Directe du Couple et du Flux de la Machine à Induction*". Thèse de Doctorat, Université de Paris XI, 2000.
- [46]- L. Baghli, "*Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques*". Thèse de Doctorat, Département de Génie Électrique Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [47]- A. Elbacha, M.T. Lamchichi, M. Cherkaoui, "*Contrôle Direct de Couple d'une Machine Asynchrone Système de Régulation de Vitesse avec Anti-Emballement*". Physical and Chemical News ISSN 1114-3800 pp. 128-134, 2006.
- [48]- L. Bouras, "*Contrôle Direct du Couple Base sur la Modulation Vectorielle avec Régulateurs à Hystérésis Appliqué à la Machine à Induction*". IEEE Int Confe, PCSE05, Oum el Bouaghi, May 9- 11 -2005.
- [49]- C. Carloss de Wit, "*Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC*". Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- [50]- T. rekioua, Drekioua, "*Direct Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Machines*". IEEE Bologna Powertech Ponfer, Italy, june 23-26 2003.
- [51]- Aneur. Aissa, "*Commande sans Capteur de Vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants permanents Utilisant des Techniques de l'Intelligence Artificielle*". Thèse Doctorat d'Université de Batna, 23 Mai 2012.

- [52]- J. Rodrrigyez, J. Pontt, C. Silva, S. Kouro and M. Hernan, "*A Novel Direct Torque Control Scheme for Induction Machines with Space Vector Modulation*". IEEE PESC Aachen, Germany 2004.
- [53]- Elbacha. A, Lamchich. M, Cherkaoui. M, "*Contrôle Direct de Couple d'une Machine Asynchrone Système de Régulation de Vitesse avec Anti-Emballlement*". 4ème Conférence Internationale - JTEA'06, 12 - 14 Mai 2006, Université de Tlemcen Algérie.
- [54]- Toufouti. Riad, "*Contribution à la Commande Direct de Couple de la Machine Asynchrone*". Thèse Doctorat d'Université de Constantine, 2 Juin 2008.
- [55]- Amir. Movahedi et Gholam. Reza Lalezar, "*Using DTC Method to Reduce Torque Ripple in BLDC Sensorless Motors*". J. Basic, Appl. Sci. Res, 3(2s) 464-472, 2013 © 2013, Text Road Publication.
- [56]- Thomas J. Vyncke, Ren K. Boel and Jan A.A. Melkebeek, "*Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors*". An Overview, 3RD IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering, GHENT, Belgium, 27-28 April 2006.
- [57]- Y. A Chapuis, "*Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique*". Thèse de Doctorat de l'INPG, France, 15 Jan 1996.
- [58]- Merzoug. Med Sallah, "*Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) Techniques de Commande et Applications*". Thèse de Doctorat d'Université Mentouri de Constantine.

ملخص:

في السنوات الأخيرة برزت أنواع جديدة من المحركات الكهربائية مثل: المحركات ذات المغناطيس الدائم، وذلك راجع للتطور الكبير الذي حصل في تكنولوجيا المواد و الإزدهار الهائل الذي حصل في إلكترونيك الاستطاعة. هذا النوع من المحركات عرف انتشارا واسعا في عدة تطبيقات صناعية مثل : الروبوتيك ، الفضاء .. الخ نظرا للمزايا التي تمتاز بها كإنتاج عزم كهرومغناطيسي وفعالية عالين و سهولة الصيانة. نظرا لوجود بعض المشاكل التي تطرأ أثناء تشغيل المحركات ذات المغناطيس الدائم مثل: استعمال نماذج دراسية غير خطية، التذبذبات في العزم الكهرومغناطيسي ، التشويش وأيضا مراقبة وضعية الجزء الدوار للمحرك مع او بدون استعمال جهاز استشعار ، وجب علينا استخدام أساليب مراقبة و تحكم تسمح لنا بتحسين أداء هذه المحركات. توجد العديد من أساليب المراقبة و التحكم: هي التحكم الشعاعي في التدفق الذي لا يزال لحد الآن يستعمل و التحكم المباشر في عزم الدوران. لقد تم دراسة نوعين من المحركات ذات المغناطيس الدائم في هذه المذكرة: محركات ذات تغذية كهربائية جيبية و محركات ذات تغذية كهربائية لا جيبية. النتائج المحصلة عليها سمحت بإجراء مقارنة بين هذين النوعين من المحركات.

الكلمات الدلالية : المحركات ذات المغناطيس الدائم ، العزم الكهرومغناطيسي، التحكم الشعاعي، التحكم المباشر في عزم الدوران.

Résumé :

Dans ces dernières années, de nouveaux types de moteurs électriques à savoir les moteurs à aimants permanents sont apparait grâce aux développements qu'a connus la technologie des matériaux ainsi que l'évolution de l'électronique de puissance. Ces types de moteurs ont connus large emploi dans l'industrie plus particulièrement : la robotique, aérospatiale et dans les systèmes d'entraînement électrique suite à leurs avantages comme : couple et rendement élevés, maintenance facile, inertie réduite...

Vue que certaines problèmes qui persistent lors du fonctionnement des moteurs à aimants permanents à savoir : la non linéarité du modèle d'étude, les oscillations du couple, les bruits acoustiques, le contrôle de la position du rotor avec ou sans capteur, on a recourt à l'utilisation des lois de commande qui nous permettent d'améliorer les performances de ces moteurs. Plusieurs lois existent, on s'intéresse dans cette étude à la commande vectorielle qui est toujours d'actualité, et la commande directe du couple (DTC).

Deux types de structures du moteur à aimants permanents ont été étudiés dans ce mémoire : les moteurs synchrones à aimants permanents et les moteurs à aimants avec alimentation non sinusoïdale. Les résultats obtenus nous ont permis de faire une étude comparative entre ces deux types du moteur.

Mots clés : Moteurs à aimants permanents, couple électromagnétique, commande vectorielle, commande directe du couple (DTC).

Abstract:

In these last years, new types of electrical motors like permanent magnet motors have emerged due to the development in engineering material technology and power electronics. They motors have large application in industrial systems particularly in robotic and aerospace due to their inherent advantages including high electromagnetic torque, efficiency reliability and easy maintenance.

Seen certain continuing problems during the operation of permanent magnet motors like: nonlinearity of the study model, oscillations torque, acoustic noise and the control of the rotor position with or without sensor, it has resorts to the use a model of control to improve the performance of these motors. Several control strategies were proposed: field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC).

Two types of permanent magnet motors structures were studied in this thesis: synchronous permanent magnet motors and permanent magnet motors with non-sinusoidal supply. The results have enabled us to do a comparative study between these two types of motors.

Keywords: Permanent magnet motors, Eelectromagnetic torque, Field oriented control (FOC), Direct torque control (DTC).