



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commande Electrique

Réalisé par le Binôme :

Hani Youcef & Maarad Samir

THEME

**Modélisation et commande
vectorielle sans capteur de vitesse
d'un moteur synchrone à aimant
permanent (MSAP)**

Soutenu le 20 / 06 / 2018 devant la commission d'examen composée de :

Mr. Maalem Ali

M.C.B à l'Université de Khenchela

Président

Mr. Beddiaf Yassine

M.C.B à l'Université de Khenchela

Encadreur

Mr. Chaiba Azeddine

M.C.A à l'Université de Khenchela

Examineur

Promotion 2017/2018

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à :

Mes parents qui sont la source de ma réussite

Ma femme qui est la source de mon inspiration.

Mes sœurs et mes frères que j'adore.

Ma famille qui est la source de ma fierté.

Mes Ami(e)s qui sont la source de ma confiance.

Mes enseignants qui sont la source de mon savoir.

Mon petit fils « Amir ».

Tous ceux qui nous ont aidés à élaborer ce projet.

Samir

Je dédie ce modeste travail à :

Mes parents et grands-parents qui sont la source de ma réussite.

Mes sœurs et mes frères que j'adore.

Ma famille à qui je dois tout mon bonheur et ma réussite.

Mes Amis klaw et salim qui n'ont jamais manqué de témoigner leurs estimations à mon égard.

Mes enseignants à qui je tiens à leur montrer que je suis et resterais toujours à la hauteur de leur espérance.

Et enfin à tous ceux qui m'ont soutenu de près ou de loin à l'achèvement de ce rapport dans les meilleures conditions.

Youcef

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier, en tout premier lieu notre encadreur Dr. **BEDDIAF Yassine** pour nous avoir permis de bénéficier de son aide consistante, de ses conseils judicieux, de ses connaissances intéressantes dans la matière et de la confiance qu'il nous a témoignée.

Nous en voudrions à cette occasion d'exprimer notre gratitude à tous nos enseignants qui ont contribué par leur collaboration, disponibilité et sympathie à notre formation.

Nous voudrions aussi faire savoir à mes amis, que même sans être des spécialistes de notre sujet, ils ont fourni par leur soutien sans faille et leur amitié, une contribution importante à la finalisation de ce travail.

Nous remercions chaleureusement nos parents et toutes nos familles (merci pour leurs encouragements permanents et leurs confiances).

Enfin nous exprimons nos remerciements les plus dévoués aux membres de jury qui nous ont honorées en acceptant d'évaluer ce travail.

Mr. Maalem Ali	M.C.B à l'Université de Khenchela	Président
Mr. Beddiaf Yassine	M.C.B à l'Université de Khenchela	Encadreur
Mr. Chaiba Azeddine	M.C.A à l'Université de Khenchela	Examineur

LISTE DES FIGURES

Figure : I.1 : Vue schématique des machines

Figure : I.2 : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.

Figure : I.3 : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)

Figure : I.4 : Structure à aimants encastrés

Figure : I.5 : Structure à aimants enterrés

Figure : I.6 : Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.

Figure : I.7 : Structure à flux axial avec double rotor et un stator.

Figure : I.8 : Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.

Figure: I.9: Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

Figure: I.10 : Dispositions des enroulements Statorique de la MSAP.

Figure: I.11 : Système d'axe de la transformation de Clark.

Figure : I.12: Représentation du repère ($\alpha \beta$) par-rapport au repère (d q).

Figure: I.13 : Schéma fonctionnel de la MSAP

Figure: I.14: Modèle Simulink de la MSAP

Figure I.15 : Résultats de la simulation du processus de démarrage à vide du la MSA

Figure I.16 : Résultats de la simulation du processus de démarrage en charge du la MSAP

FigureII.1 : Découplage par compensation

Figure II.2 : Boucles de régulation des courants

Figure II.3 : Boucles de régulation de la vitesse.

Figure II.4 : Schéma de l'association onduleur- MSAP.

Figure II.5 : Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes.

Figure II.6 : Représentation graphique de la tension de sortie du redresseur.

Figure II.7 : Représentation du filtre passe-bas.

Figure II.8 : Schématisation de l'ensemble onduleur -MSAP.

Figure II.9 : Génération des Signaux de commande MLI sinus-triangle de l'onduleur.

Figure II.10 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

Figure II.11 : Schéma Matlab-Simulink de la commande vectorielle de la MSAP

Figure II.12.a : boucles de régulation des courants et de vitesse.

Figure II.12.b : subsystem de la régulation

Figure II.13 : la boucle du découplage

Figure II.14 : les boucles du changement de repères

Figure II.15-a : Résultats de simulation des courants (1^{er} teste)

Figure II.15-b : Résultats de simulation des flux (1^{er} teste)

Figure II.15-c : Résultats de simulation des comportements (1^{er} teste)

Figure II.16-a : Résultats de simulation des courants (1^{er} teste)

Figure II.16-b : Résultats de simulation des flux (1^{er} teste)

Figure II.16-c : Résultats de simulation des comportements (1^{er} teste)

Figure II.17-a : Résultats de simulation des courants (1^{er} teste)

Figure II.17-b : Résultats de simulation des flux (1^{er} teste)

Figure II.17-c : Résultats de simulation des comportements (1^{er} teste)

Figure III.1 : Schéma bloc d'un observateur d'état.

Figure III.2: Structure MRAS pour l'estimation de la vitesse.

Figure III.3 : Régulation de vitesse par la FOC d'une MSAP associé à un OMG

Figure III.4 : Modèle Simulink de la FOC d'une MSAP associé à un OMG

Figure III.5 : Schéma Bloc de l'Observateur par mode glissant (OMG).

Figure III.6.a : Résultats de simulation des courants (teste rampe)

Figure III.6.b : Résultats de simulation des flux (teste rampe)

Figure III.6.c : Résultats de simulation des comportements (teste rampe)

Figure III.7.a : Résultats de simulation des courants (teste échelon)

Figure III.7.b : Résultats de simulation des flux (teste échelon)

Figure III.7.c : Résultats de simulation des comportements (teste échelon)

LISTE DES TABLEAUX

Tableau : I.1 : Caractéristique des différents moteurs électriques à excitation.

LISTES DES ACRONYMES ET SYMBOLES

Acronymes

Abréviations	designation
MSAP	Moteur synchrone à aimants permanent
PMSM	Permanent magnet synchronous machine
RFPM	Machine synchrone à flux radial
AFPM	Machine synchrone à flux axial
FOC	Commande vectorielle à flux orienté
OMG	Observateur à Mode Glissant
MLI	Modulation de Largeur d'impulsion
MRAS	Système Adaptatif avec Modèle de Référence

Symboles

Symboles	designation
PI	Régulateur Proportionnel et Intégrale
X_d, X_q	Réactance sur l'axe d,q
θ_p	Pas élémentaire
s	Opérateur de Laplace
[Cl]	La matrice de transformation de Clarke
[Co]	La matrice de transformation de Concordia
[P(θ)]	La matrice de transformation de Park
[R(θ)]	La matrice de rotation
$P(t)_{abc}$	Puissance sur l'axe a,b,c
$P(t)_{dq}$	Puissance sur l'axe d,q

p	Nombre de paires de pôles
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés
d, q	Axes du référentiel de <i>Park</i>
α, β	Axes du référentiel Statorique
θ	Position angulaire du rotor par rapport au stator
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions statorique sur l'axe a,b,c
V_d, V_q	Tensions statorique sur l'axe d, q
v_{sd}, v_{sq}	Tensions statorique sur l'axe d, q (<i>Laplace</i>)
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	Tensions statorique sur l'axe α, β
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants statorique sur l'axe a,b,c
R_a, R_b, R_c	Les résistances sur l'axe a,b,c
i_d, i_q	Courants statorique sur l'axe d, q
I_{sd}, I_{sq}	Courants statorique sur l'axe d, q (<i>Laplace</i>)
e_{sd}, e_{sq}	variables de commande de découplage
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	Courants statorique sur l'axe α et l'axe β
E	Tension d'entrée de l'onduleur
$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique de la phase a, b , ou c
φ_d, φ_q	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q
$\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$	Flux statorique sur l'axe α et β
φ_s	Flux statorique
φ_f	Flux magnétique du rotor
J	Moment d'inertie du moteur
f	Coefficient de frottement visqueux
C_e	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant, ou de charge
ω	Vitesse de rotation électrique

ω_r, Ω	Vitesse mécanique de rotor
R_s	Résistance d'une phase statorique
L_d	Inductance sur l'axe d
L_q	Inductance sur l'axe q
L_s	Inductance d'une phase statorique
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique
$L_{sp}(\theta)$	Inductance propre en fonction de la position
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
K_p, K_i	Les gains du régulateur PI des courants
K_{pv}, K_{iv}	Les gains du régulateur PI de la vitesse
x	Vecteur d'état
V_L	Fonction de Lyapunov
\hat{x}	Vecteur d'état estimé
\hat{y}	Vecteur de sortie estimé
\hat{C}_r	Couple résistant estimé
k_f	matrice des gains du filtre de kalman
e_α, e_β	les forces électromotrices sur l'axe α, β
$\hat{i}_{s\alpha}, \hat{i}_{s\beta}$	les courants estimés sur l'axe α, β
$\hat{\omega}$	la vitesse de rotation estimée
$\hat{\theta}$	l'angle de Park estimé
$\tilde{i}_{s\alpha}, \tilde{i}_{s\beta}$	l'écart entre les courants et les estimer sur l'axe α, β
$\tilde{\omega}$	l'écart entre la vitesse et la vitesse estimer
$\tilde{\theta}$	l'écart entre l'angle et l'angle estimer
S	la surface de glissement
k_1, k_2	les gains de l'observateur a mode glissant
a_1, a_2, a_3, a_4	Coefficients de la fonction de Lyapunov

θ_e	l'angle électrique
τ	La constante de temps
D1, D6	Les diodes de convertisseur
f_c	La fréquence de coupure de filtre
$F(s)$	La fonction de transfert du filtre

RESUME

ملخص:

الآلات ذات المغناطيس الدائم شهدت انطلاقة كبيرة في السنوات الأخيرة. هذا بفضل التحسين في جودة المغناطيس الدائم وخصوصا على وجه التحديد بواسطة الأتربة النادرة، (وبتطور إلكترونيك القوة ، وتطوير تقنيات التحكم غير الخطي). في هذه المذكرة عرض نمذجة لمحرك متزامن ذي مغناطيس دائم في المرجع المرتبط بالحقل الدوار لغرض التحكم فيه، أولا علينا أن ندرس التحكم في هذه الآلة مع لاقط السرعة. فيه يتم استخدام معدل تناسبي تكاملي من أجل تنظيم سرعة هذا المحرك و التيارات الكهربائية ضمن التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجه. فيما بعد، المعدل التناسبي التكاملي يعوض من قبل معدل ذو النمط الإنزلاقي .

في الخطوة الثانية نقوم بدراسة التحكم في هذه الآلة من دون لاقط للسرعة.

باستخدام مراقب ذو النمط الإنزلاقي الذي يراقب السرعة انطلاقا من مقادير قابلة للقياس الجهد، التيار ضمن التحكم الشعاعي عن طريق استخدام التحكم الشعاعي ضمن مراقب ذو النمط الإنزلاقي.

كلمات مفتاحية: المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم ، التحكم الشعاعي ذو التدفق الموجه ، التحكم المباشر في العزم ، التحكم بدون لاقط للسرعة ، النمط الإنزلاقي ، مراقب ذو النمط الإنزلاقي

Résumé :

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor grâce à L'amélioration des qualités des aimants permanents, au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaires.

Dans ce mémoire, on présente la modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents dans le repère de Park lié au champ tournant en vue de sa commande. Dans un premier temps, on étudie la commande avec capteur de vitesse de cette machine. Dans celle-ci, des régulateurs *PI* sont utilisés pour la régulation de la vitesse du moteur et des courants au sein d'une commande vectorielle à flux orienté. Le capteur de vitesse est ensuite remplacé par d'observateur à modes glissants. Dans un second temps.

Mots Clés : *MSAP*, commande vectorielle, commande sans capteur de vitesse, observateur par

Abstract:

The permanent magnet machines have in recent years experienced a boom. It is through improving the qualities of permanent magnets, the power electronics development and non linear technical control.

In this paper, we present the model of permanent magnet synchronous motor in the coordinate system linked to the rotating field Park for its control.

Firstly, we study the control with speed sensor of this machine. *PI* controllers are used for regulating the motor speed and the currents within a vector control.

In a second step we study the sensorless control by using a sliding mode observer.

Key Words: *PMSM*, Vector Control (*VC*), Speed Sensorless control, sliding mode observer.

Sommaire

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	1
<i>Chapitre 01 : Présentation et modélisation de la MSAP</i>	
I.1. Introduction	3
I.2. Avantages des machines synchrones à aimants permanents	3
I.3. Inconvénient de la MSAP	4
I.4. Domaine d'application	4
I.5. Comparaison entre la MSAP et les autres machines électriques.....	4
I.6. Présentation et principe de fonctionnement de la MSAP	5
I.7. Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents	5
1.7.1. Structures à flux radial (RFPM)	6
1.2.2. Structures à aimants déposés en surface	6
1.2.3. Structures à aimant encastrés	7
1.2.4. Structures à aimants enterrés.....	8
1.2.5. Structures à flux axial (AFPM).....	9
I.8. Matériaux pour aimants.....	10
1.8.1. Les Alnico.....	10
1.8.2. Les Ferrites.....	10
1.8.3. Les alliages métaux – terres rares	10
I.9. Principe de fonctionnement de la MSAP	11
I.10. Mise en équations.....	11
1.10.1. Hypothèses simplificatrices	11
1.10.2. Modèle mathématique de la MSAP dans le repère (a.b.c).....	12
1.10.2.1. Equations électriques	13
1.10.2.2. Equations magnétiques.....	13
1.10.2.3. Equation mécanique.....	15
I.11. Transformation de référence	16
1.11.1. Transformation de Clark.....	16
1.11.2. Transformation de Concordia.....	17
1.11.3. Transformation de Park	18
I.12. Application a la MSAP a reluctance variable	20
1.12.1. Expression du couple électromagnétique.....	21
1.12.2. Schéma fonctionnelle de la MSAP.....	22
I.13. Simulation de la MSAP	22
1.13.1. Modèle Simulink de la MSAP.....	23
1.13.2. Résultats de simulation	24

Conclusion.....	26
-----------------	----

Chapitre 02 : Commande vectorielle de la MSAP

II.1. Introduction	Erreur ! Signet non défini.
II.2. Principe.....	27
II.3. Boucles de régulations	28
II.3.1. Découplage.....	28
II.3.2. Régulation des courants.....	29
II.3.3. Régulation de vitesse.....	30
II.4. Modélisation de l'onduleur de tension.....	31
II.4.1. Modélisation du redresseur triphasé double alternances à diodes.....	32
II.4.2. Modélisation du filtre	33
II.4.3. Modélisation de l'onduleur Sous-Titre niveau 3, utiliser style (Titre 4).....	34
II.4.4. Concept de modélisation de l'onduleur	35
II.4.5. Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle.....	37
II.5. Système de la commande.....	38
II.6. Résultats de simulation.....	41
Conclusion	46

Chapitre 03 :commande sans capteur

III.1. Introduction.....	47
III.2. Classification des observateurs Introduction.....	47
III.3. Types des observateurs	48
III.3.1. Observateurs de type déterministes.....	48
III.3.2. Observateurs de type stochastiques.....	48
III.4. Commande sans capteur mécanique de la MSAP	48
III.4.1. Observateur d'état.....	59
III.4.2. Observateur adaptatif MRAS.....	50
III.4.3. Filtre de Kalman	51
III.4.3.1. Principe de base	51
III.4.3.2. Discrétisation du modèle	51
III.4.4. Observateur par mode glissant	52
III.4.4.1. Modélisation de l'observateur mode glissant.....	52
III.5. Commande vectorielle sans capteur par observateur mode glissant.....	56
III.5.1. Résultats de simulation.....	58
Conclusion	61

CONCLUSIONS GENERALES	62
ANNEXE	X
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	XI

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale :

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [25].

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir, le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), qui sont robustes et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique. C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans de nombreux domaines tels que les servomoteurs [22].

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances [16].

La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique linéaire et découplée. Cependant, cette structure de commande en utilisant des régulateurs classiques de type PI nécessite que les paramètres de la machine soient précis (les variations paramétriques internes et externes du système dues à la température, l'humidité, et aux surcharge occasionnelles, engendrent la perte de la stabilité des régulateurs classiques considérés).

La mesure de toutes les grandeurs (variables) d'un procédé physique est souvent primordiale afin de mettre en œuvre des stratégies de commande par retour d'état par exemple, ou bien des stratégies de surveillance et de diagnostic de défauts [30].

Cependant, pour des raisons techniques ou économiques (difficulté d'implémentation ou coût élevé des capteurs) il n'est pas toujours possible d'accéder à toutes les variables d'état représentant ces grandeurs, d'où la nécessité de faire recours à un système dynamique auxiliaire, appelé observateur, qui est chargé d'estimer l'état du système.

De manière générale, la synthèse de l'observateur exploite les informations disponibles sur le système réel à savoir ses entrées et ses sorties mesurées on se basant sur un modèle dynamique du système.

Ce présent travail fera l'objet d'une étude de la technique de commande sans capteur de vitesse associée à la commande vectorielle en utilisant un observateur par Mode glissant appliquée au moteur synchrone à aimants permanents (MSAP).

Ce mémoire est scindé en trois chapitres et une conclusion :

- Le premier chapitre concernera la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent. Cette modélisation repose sur des paramètres électriques qui décrivent les phénomènes électromagnétiques (résistances et inductances) moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la MSAP en vue de sa commande est donné dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park.
- Le deuxième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type *PI*.
- Le troisième chapitre on présentera quelques techniques de commande sans capteur de vitesse. D'autre part un observateur à modes glissants sera validé par simulation sous l'environnement Matlab, afin d'estimer l'état de la machine. Cela permettra, en plus de l'amélioration de la robustesse de la commande vectorielle de la MSAP, d'éliminer le capteur de vitesse. Entre autres, la stabilité globale du système complet sera discutée à travers des résultats de simulation, et des conclusions seront avancées quant à la précision et la robustesse de la commande de vitesse sans capteur.

En fin le travail sera clôturé par une conclusion générale.

CHAPITRE 01

Présentation et modélisation de la MSAP

Chapitre 01

PRESENTATION ET MODELISATION DE LA MSAP

I.1. Introduction :

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent reste un bon remède. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres type de moteur, beaucoup davantage, entre autres, pas de pertes au rotor, une faible inertie et un couple massique élevé [1][2].

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation mathématique de la machine synchrone à aimants permanents.

I.2. Avantages des machines synchrones à aimants permanents :

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité.

Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs [3] On cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu ;
- Puissance massique élevée et précision de sa commande ;
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage du MSAP;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de

Contacts bague-balais dans ces machines :

I.3. Inconvénient de la MSAP :

Les principaux inconvénients de la machine à aimants est que son flux inducteur est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôle saillants [4].

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

I.4. Domaine d'application :

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires). Il est utilisé aussi pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges et d'autre systèmes [5].

I.5. Comparaison entre la MSAP et les autres machines électriques :

Dans le tableau (I.1), on présente les caractéristiques des différentes machines.

MACHINES	CARACTERISTIQUES
MSAP	<ul style="list-style-type: none"> • excitation assurée par les aimants. • pertes associées à la composante magnétisante négligeable. • possibilité de fonctionnements à des facteurs de puissance élevés. • dégradation des performances avec l'augmentation de la température. • possibilité démagnétisation des aimants (température, pic de courant, défluxage...) • assemblages des aimants • coût
Machine synchrone	<ul style="list-style-type: none"> • exige une alimentation auxiliaire à courant continue pour alimenter le circuit d'excitation • commande très complexe • faible couple volumique • mauvais rendement global • mauvais facteur de puissance • pertes Joules au rotor difficiles à évacuer.

MACHINES	CARACTERISTIQUES
Machine synchrone	<ul style="list-style-type: none"> • robuste • faible coût de réalisation • faible ondulation de couple
Machine à courant continu	<ul style="list-style-type: none"> • alimentation continue supplémentaire • présence des contacts tournants • maintenance régulière des balais • manque robustesse • grandes pertes dans l'inducteur • limitation en vitesse

Tableau : I.1 : Caractéristique des différents moteurs électriques à excitation.

I.6. Présentation et principe de fonctionnement de la MSAP :

Dans les machines synchrones le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournants Statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone [6].

Le stator est une partie fixe où se trouvent les enrôlements liés à la source, il est semblable au stator de la machine asynchrone triphasées. Il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enrôlements identique décalés entre eux de $\frac{2\pi}{3}$.

Le rotor est une partie mobile, se compose d'aimants permanents, ces aimants apportent beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable. Il existe de nombreuses façons de disposer les aimants au rotor.

I.7. Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents :

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BDCM. Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial, est donnée par la figure (I.1).

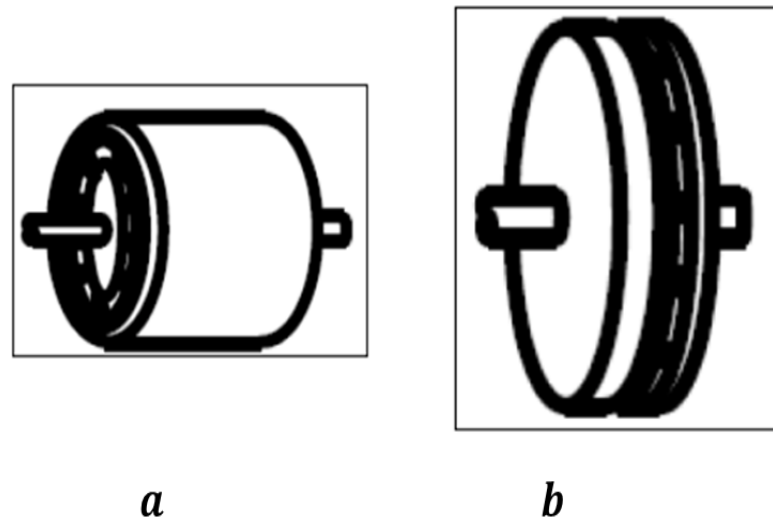


Figure : I.1 : Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial.

1.7.1. Structures à flux radial (RFPM) :

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimant la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur (Figure I.2). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés.

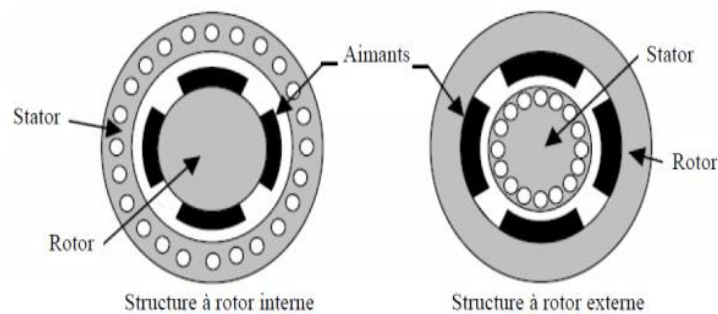


Figure : I.2 : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.

1.7.2. Structures à aimants déposés en surface :

Elles sont appelées machines à inducteur lisse en raison de leurs aimants disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique lisse figure (I.3). L'induction B_e dans l'entrefer est celle des aimants B_a . Leur aimantation peut être radiale, tangentielle ou combinée. La topologie à rotor interne est généralement la plus utilisée en raison de sa simplicité et son faible coût de réalisation. Cependant elle présente quelques inconvénients. En effet, les aimants permanents sont exposés aux

champs de démagnétisation et sont sujets à des forces centrifuges pouvant causer leur détachement du rotor [7][8].

La topologie à rotor externe est moins utilisée car plus difficile à réaliser et nécessite plus de volume d'aimant, présente les avantages suivants :

- Un diamètre du rotor, plus grand que pour les machines conventionnelles à flux radial, permettant d'avoir un nombre plus élevé de pôles et un couple plus grand.
- Une meilleure qualité de collage des aimants sur le rotor grâce à la force centrifuge qui Pousse les aimants vers l'extérieur, rendant leur détachement presque impossible.

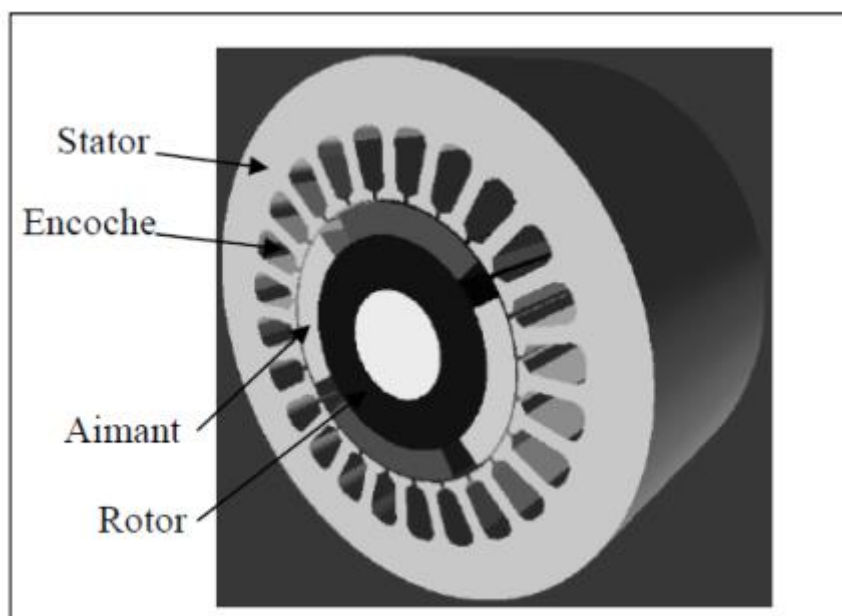


Figure : I.3 : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne).

1.7.3. Structures à aimant encastrés :

Des aimants de forme simple sont insérés à la surface du rotor, ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique (figure I.4). L'espace entre les aimants est couvert par des dents rotoriques créant une saillance inversée ($X_d < X_q$). Cette saillance produit un couple de réluctance aussi important que le couple d'interaction dû aux aimants permanents [7] [8][9].

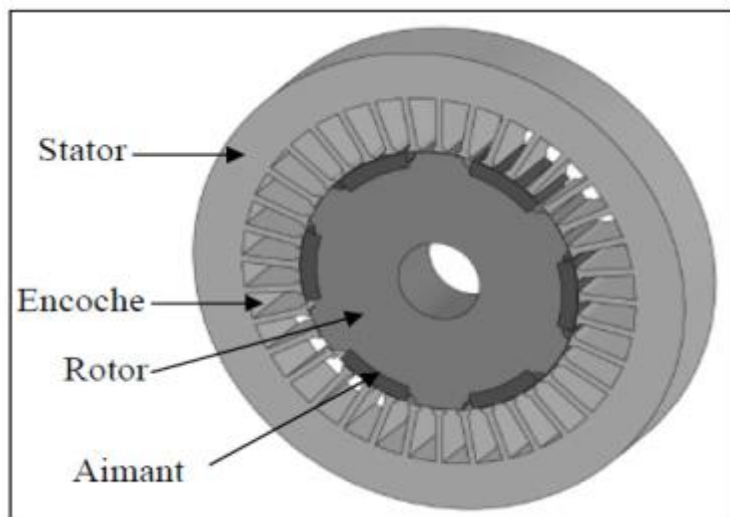


Figure : I.4 : Structure à aimants encastrés.

1.7.4. Structures à aimants enterrés :

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor. La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Deux configurations du rotor peuvent être distinguées (voir Figure I.5), l'une est à concentration de flux et l'autre à structure classique.

L'avantage de ces deux configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer [7][8]. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation.

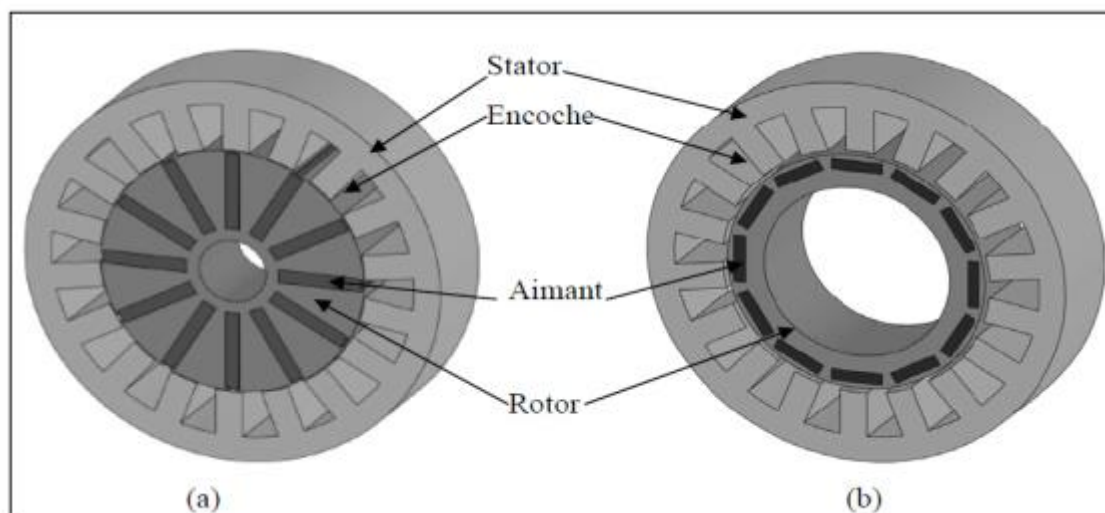


Figure : I.5 : Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique.

1.7.5. Structures à flux axial (AFPM) :

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales [10]. Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent : celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (figure I.6) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors (figure I.7) ou un seul rotor inséré entre deux stators (figure I.8). L'exploitation de ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse [8] [9].

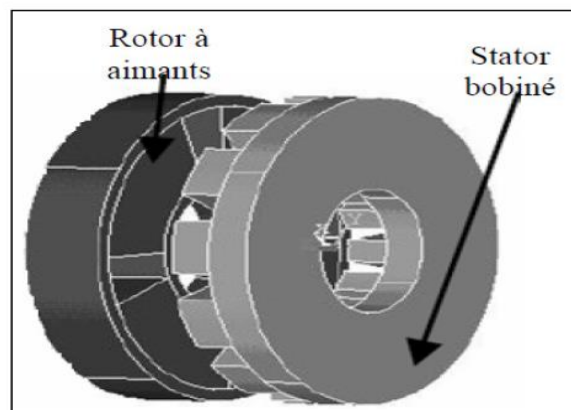


Figure : I.6 : Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.

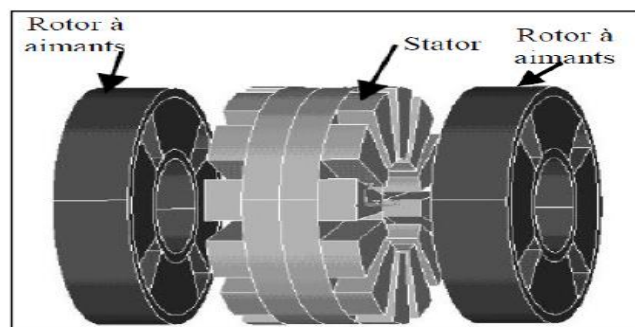


Figure : I.7 : Structure à flux axial avec double rotor et un stator.

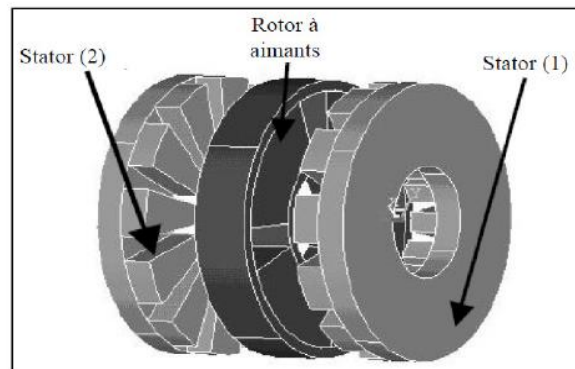


Figure : I.8 : Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.

1.8. Matériaux pour aimants :

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types [10].

1.8.1. Les Alnico:

Aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt. Caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de par leur composition métallique ils sont le siège de pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation, qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils ne sont presque plus utilisés.

1.8.2. Les Ferrites :

Aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix.

1.8.3. Les alliages métaux – terres rares:

Ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium–cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés.

A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume

du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.

I.9. Principe de fonctionnement de la MSAP :

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Seules les bobines sont alimentées. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La figure (I.9) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un "pas" élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$ Ceci correspond au passage de la Figure (I.9.a) à la Figure (I.9.c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (I.9.b)) [6].

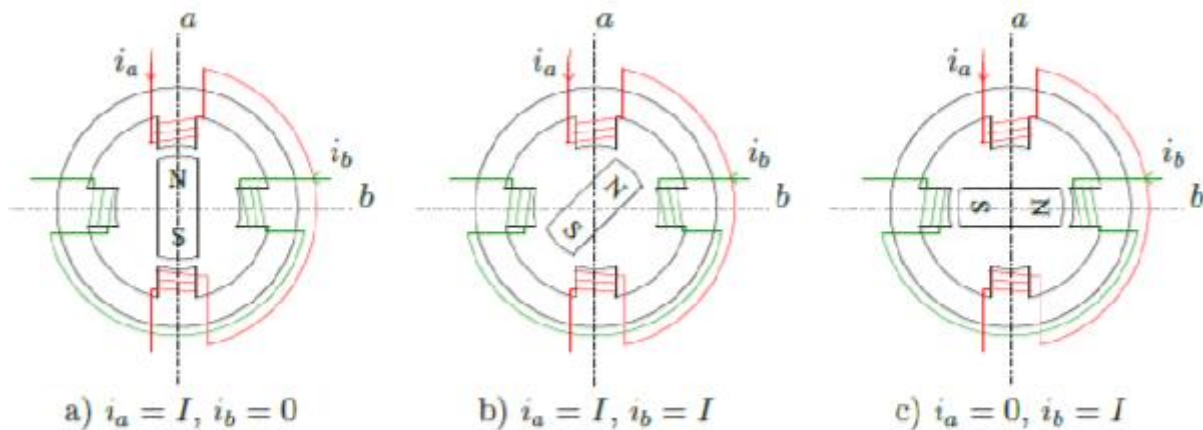


Figure: I.9 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

I.10. Mise en équations :

I.10.1. Hypothèses simplificatrices :

La modélisation ou la mise en équations mathématiques de la MSAP est nécessaire pour faciliter l'étude de cette machine ainsi que sa commande. Pour ce faire, on considère quelques hypothèses simplificatrices [6] :

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique
- Courant de Foucault sont négligés

- Effet de peau négligeable
- Effet d'encoche négligeable
- Résistance des enroulements statorique ne varie pas avec la température

I.10.2. Modèle mathématique de la MSAP dans le repère (a.b.c) :

La machine (moteur) synchrone à aimants permanents (MSAP) comporte, au stator, un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a.b.c) déphasés l'un par rapport à l'autre de 120° électrique et au rotor un aimant permanent qui est l'origine d'un flux continu placer sur l'axe direct (d), la figure (I.10) montre la disposition du rotor et les enroulements au stator.

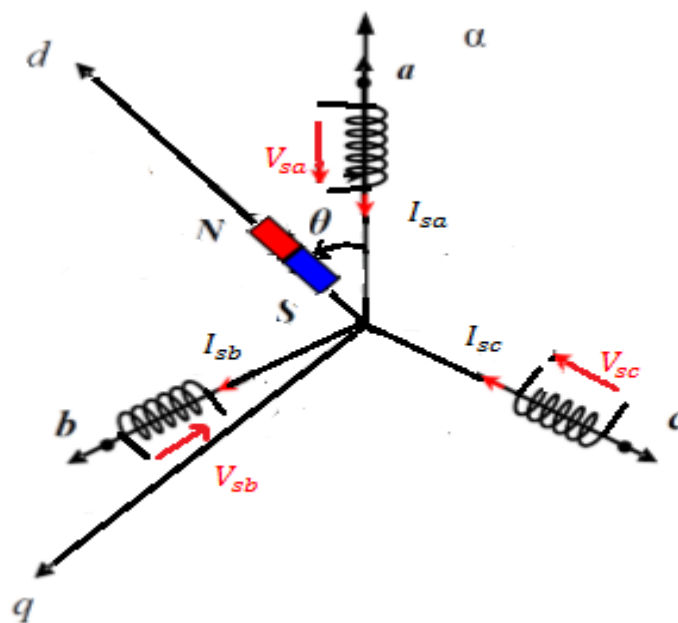


Figure: I.10 : Dispositions des enroulements Statorique de la MSAP.

Le modèle mathématique de la MSAP triphasée s'exprime par les trois types d'équations suivantes :

- Equations électriques ;
- Equations magnétiques ;
- Equations mécaniques ;

I.10.2.1. Equations électriques:

Selon la loi de Faraday et de Lenz, on peut écrire les équations électriques au niveau de chaque enroulement [13].

$$\begin{cases} V_{sa} = R_a i_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa} \\ V_{sb} = R_b i_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb} \\ V_{sc} = R_c i_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Avec $R_a = R_b = R_c = R_s$

Le système d'équations peut être écrit sous forme matricielle suivante

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \quad (\text{I.2})$$

Avec

$$[V_s] = [V_{sa} V_{sb} V_{sc}]^T \quad (\text{I.3})$$

$$[i_s] = [i_{sa} i_{sb} i_{sc}]^T \quad (\text{I.4})$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_{sa} \varphi_{sb} \varphi_{sc}]^T \quad (\text{I.5})$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

I.10.2.2. Equations magnétiques :

L'équation de flux créée au stator est donnée par [13]:

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [\varphi_{fabc}] \quad (\text{I.6})$$

$[L_s]$: matrice des inductances propre statorique

Dans la machine a pôles lisse, la matrice [Ls] est en fonction de la position elle est composée de deux termes :

- 1) [Ls0] est toujours constant
- 2) [Lsp(θ)] est en fonction de la position (θ)

$$\text{Avec } \theta = P\theta_m \begin{cases} \theta : \text{angle électrique} \\ \theta_m : \text{angle mécanique} \end{cases}$$

D'où

$$[Ls] = [L_{s0}] + [Ls(\theta)] \quad (I.7)$$

$$[L_{s0}(\theta)] = \begin{bmatrix} R_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & R_{s0} & R_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & R_{s0} \end{bmatrix}$$

Pour P paires de pôles [Ls(θ)] est donnée par :

$$[L_{sp}(\theta)] = L_{sp} \begin{bmatrix} \cos(P\theta) & \cos P(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos P(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos P(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos P(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(P\theta) \\ \cos P(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(P\theta) & \cos P(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Avec :

M_{s0} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

L_{s0} : Inductance propre d'une phase statorique,

En vertu de l'hypothèse d'une répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer, les flux induits par les aimants dans les 3 phases statoriques sont [14] :

$$\begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_f \cos(\theta) \\ \varphi_{fb} = \varphi_f \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{fc} = \varphi_f \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.8)$$

D'autre part, le flux total dans une phase s'écrit :

$$\varphi_{sa} = \varphi_{aa} + \varphi_{ba} + \varphi_{ca} + \varphi_{fa} = Ls i_{sa} + M_{s0}(i_b + i_c) + \varphi_{fa} \quad (\text{I.9})$$

$$\text{Avec : } i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$$

Donc on peut écrire :

$$\varphi_{sa} = (Ls - M_{s0}) i_{sa} + \varphi_{fa} \quad (\text{I.10})$$

$$\text{On pose : } L - M_0 = L_{sc}$$

L_{sc} : inductance cyclique d'un enroulement statorique

Donc :

$$\varphi_{sa} = L_{sc} i_{sa} + \varphi_{fa} \quad (\text{I.11})$$

$$\varphi_{sb} = L_{sc} i_{sb} + \varphi_{fb}$$

$$\varphi_{sc} = L_{sc} i_{sc} + \varphi_{fc}$$

Finalement le système (1) s'écrit :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s i_{sa} + L_{sc} \frac{d}{dt} i_{sa} + \frac{d}{dt} \varphi_{fa} \\ V_{sb} = R_s i_{sb} + L_{sc} \frac{d}{dt} i_{sb} + \frac{d}{dt} \varphi_{fb} \\ V_{sc} = R_s i_{sc} + L_{sc} \frac{d}{dt} i_{sc} + \frac{d}{dt} \varphi_{fc} \end{cases} \quad (\text{I.12})$$

I.10.2.3. Equation mécanique:

Comme toutes les machines tournantes, l'équation mécanique fondamentale s'écrit [14]:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \omega_r \quad (\text{I.13})$$

L'étude analytique du comportement des équations (I.2) et (I.6) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [12].

I.11. Transformation de référence :

Pour faciliter l'étude du comportement de la machine, on doit appliquer la transformation de référence du triphasé au biphasé comme l'indique un nombre très grand de références. Il existe trois types de transformation [13] [12]:

- Transformation de Clark : conserve l'amplitude des grandeurs (V , i , φ), mais ne conserve pas les grandeurs (puissance, couple).
- Transformation de Concordia : conserve la puissance mais pas les grandeurs (V , i , φ).
- Transformation de Park : : c'est la transformation de Concordia suivi d'une rotation.

I.11.1. Transformation de Clark :

La transformation de Clark permet le passage d'un système triphasé (abc) à un système diphasé (d q) selon la figure suivante :

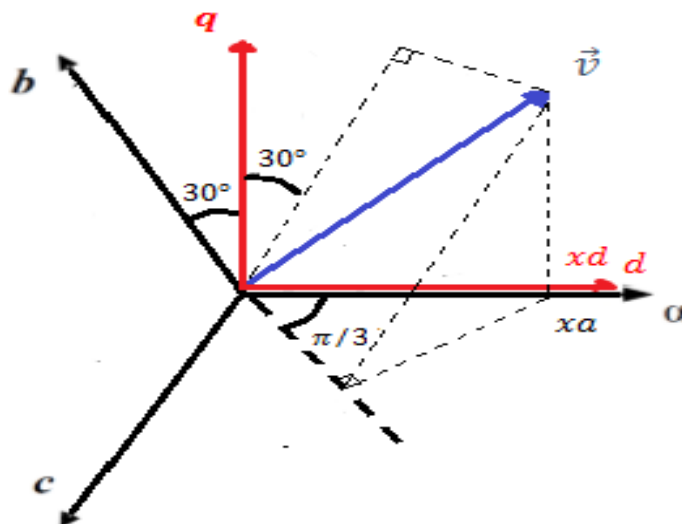


Figure: I.11 : Système d'axe de la transformation de Clark.

On considère un vecteur \vec{v} dans l'espace (abc) la projection de vecteur \vec{v} sur l'axe diphasé (d q) donne [14] :

$$\begin{cases} xd = xa - xb \cos \pi/3 - xc \cos \pi/3 \\ xq = 0 - xb \sin \pi/3 - xc \sin \pi/3 \end{cases}$$

Soit

$$\begin{bmatrix} xd \\ xq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} xa \\ xb \\ xc \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

La matrice de transformation de Clarke est donc :

$$[Cl] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$\frac{2}{3}$: coefficient de Clarke

Les composantes triphasées sont données par:

$$\begin{bmatrix} xa \\ xb \\ xc \end{bmatrix} = [Cl]^{-1} \begin{bmatrix} x\alpha \\ x\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

I.11.2. Transformation de Concordia :

La transformation est définie par une matrice [C], c'est la matrice de Clarke modifiée, on ajoute la composante homopolaire [3] :

$$[Co] = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 0 & \sqrt{3}/\sqrt{2} & -\sqrt{3}/\sqrt{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

C'est-à-dire, les composantes biphasées sont calculées par la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} xd \\ xq \\ x0 \end{bmatrix} = [Co] \begin{bmatrix} xa \\ xb \\ xc \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

I.11.3. Transformation de Park :

La transformation de Park, assure le passage du repère **(abc)** au repère **(αβ)** et en suite au repère(dq) [13] [3].

(αβ) : repère fixe par rapport au repère (abc).

(d q) : repère mobile par rapport au repère (abc).

L'angle entre (αβ) et (d q) est appelé angle de Park.

La figure (I.12) illustre la disposition du repère (αβ) par-rapport au repère (dq) [14].

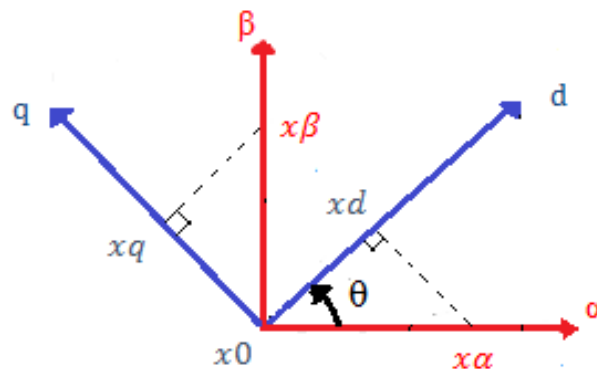


Figure : I.12 : Représentation du repère (αβ) par-rapport au repère (d q).

La projection de (αβ) sur (d q) donne :

$$\begin{bmatrix} xd \\ xq \\ x0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} xa \\ xb \\ x0 \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Avec :

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ est la matrice de rotation du repère (d,q) par-rapport à } (\alpha,\beta)$$

La matrice de Park est déterminée par :

$$[P(\theta)] = [R(\theta)] \times [Co]$$

Donc :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Donc on a :

$$\begin{bmatrix} xd \\ xq \\ x0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} xa \\ xb \\ xc \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Et

$$\begin{bmatrix} xa \\ xb \\ xc \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} xd \\ xq \\ x0 \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Avec

$$[P(\theta)]^{-1} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

D'autre part, la conservation de puissance consiste à que la puissance absorbée réelle au triphasé et la même que celle au biphasé.

Puissance au triphasé est donnée par :

$$P(t)_{abc} = V_{sa}i_{sa} + V_{sb}i_{sb} + V_{sc}i_{sc} = [V_{abc}]^T [i_{abc}]^T \quad (I.24)$$

Puissance au biphasé est donnée par :

$$P(t)_{dq} = V_{sd}i_{sd} + V_{sq}i_{sq} \quad (I.25)$$

La conservation de la puissance veut dire: $P(t)_{abc} = P(t)_{dq}$

$$P(t)_{abc} = [T]^{-1}_T [V_{dq}] [T]^{-1} [i_{dq}] = [V_{dq}]^T [T]^{-1}_T [T]^{-1} [i_{dq}] \quad (\text{I.26})$$

Après calcul : $[P(\theta)]^{-1} [P(\theta)]^{-1}_T = [\text{II}]$

$$\text{Avec } [\text{II}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Donc on peut dire que la transformée de Park permet de conserver la puissance, cette transformation permet de remplacer le système réel par un système composé de :

- Deux enroulements tournant à la vitesse angulaire $\dot{\theta}_s = \omega_s$
- Un enroulement fixe, parcouru par un courant homopolaire i_0 .

I.12. Application a la MSAP:

Le système (2) s'écrit :

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} ([L_s][i_s][\varphi_f]) \quad (\text{I.27})$$

Application de la transformation de Park :

$$[V_{abcs}][P(\theta)] = [R_s][i_{abcs}][P(\theta)] + \frac{d}{dt} ([L_s][i_{abcs}][P(\theta)]) + \left(\frac{d}{dt} [\varphi_f] \frac{d\theta}{dt}\right) \quad (\text{I.28})$$

Après calcul on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_s \varphi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_d i_{sd} + \varphi_f \\ \varphi_{sq} = L_q i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

Remplaçons (30) dans (29) on obtient :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + L_d \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_q i_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + L_q \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s (L_d i_{sd} + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_{sd} - R_s i_{sd} + \omega_s L_q i_{sq}) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_q} (V_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_s L_d i_{sd} - \omega_s \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

Car : $\varphi_{sd} = \varphi_f$

I.12.1. Expression du couple électromagnétique :

La puissance absorbée par la machine peut être calculée par :

$$P(t) = V_{sq} i_{sq} + V_{sd} i_{sd} \quad (\text{I.33})$$

Remplaçons V_{sq} et V_{sd} par leur expression (31) on obtient :

$$P(t) = \frac{2}{3} [R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - (i_{sd} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\varphi_{sq}}{dt})] + \frac{d}{dt} (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) \quad (\text{I.34})$$

$R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2)$: Représente les pertes joules ;

$i_{sd} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + i_{sq} \frac{d\varphi_{sq}}{dt}$: Représente l'énergie emmagasinée ;

$\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}$: Représente la puissance transférée du stator au rotor (Puissance électromagnétique).

Par analogie avec l'expression suivante du couple : $C_e = \frac{P_e}{\Omega}$

On peut écrire :

$$C_e = \frac{3}{2} P [\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}] \quad (\text{I.35})$$

Remplaçons φ_{sd} et φ_{sq} par leurs expressions données par l'équation (30), on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2}P[(L_d - L_q)i_{sd}i_{sq} + i_{sq}\varphi_f] \tag{I.36}$$

I.12.2. Schéma fonctionnelle de la MSAP :

D'après les l'équations (32) et (36) on peut élaborer le schéma fonctionnel de la MSAP comme le montre la figure (I.13).

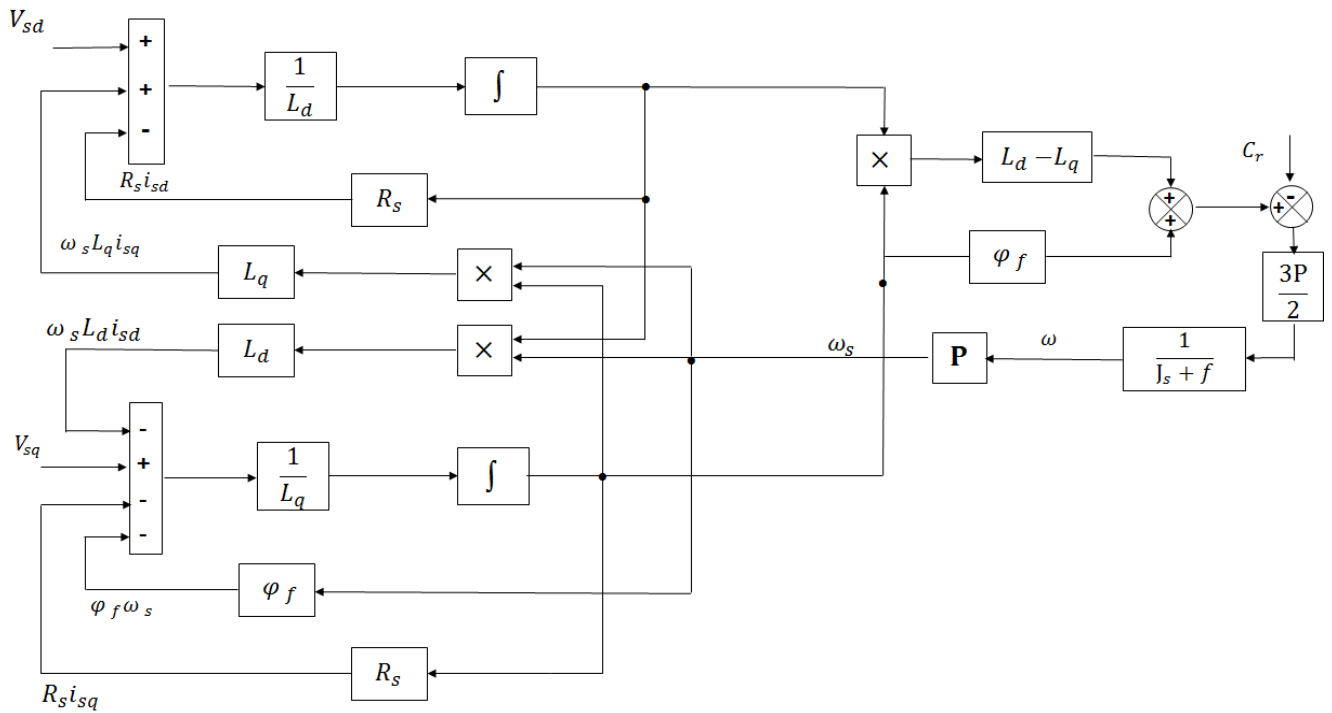


Figure: I.13 : Schéma fonctionnel de la MSAP.

I.13. Simulation de la MSAP :

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est Indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink. Les Paramètres de la machine sont représenté dans dans l'annexe

I.13.1. Modèle Simulink de la MSAP :

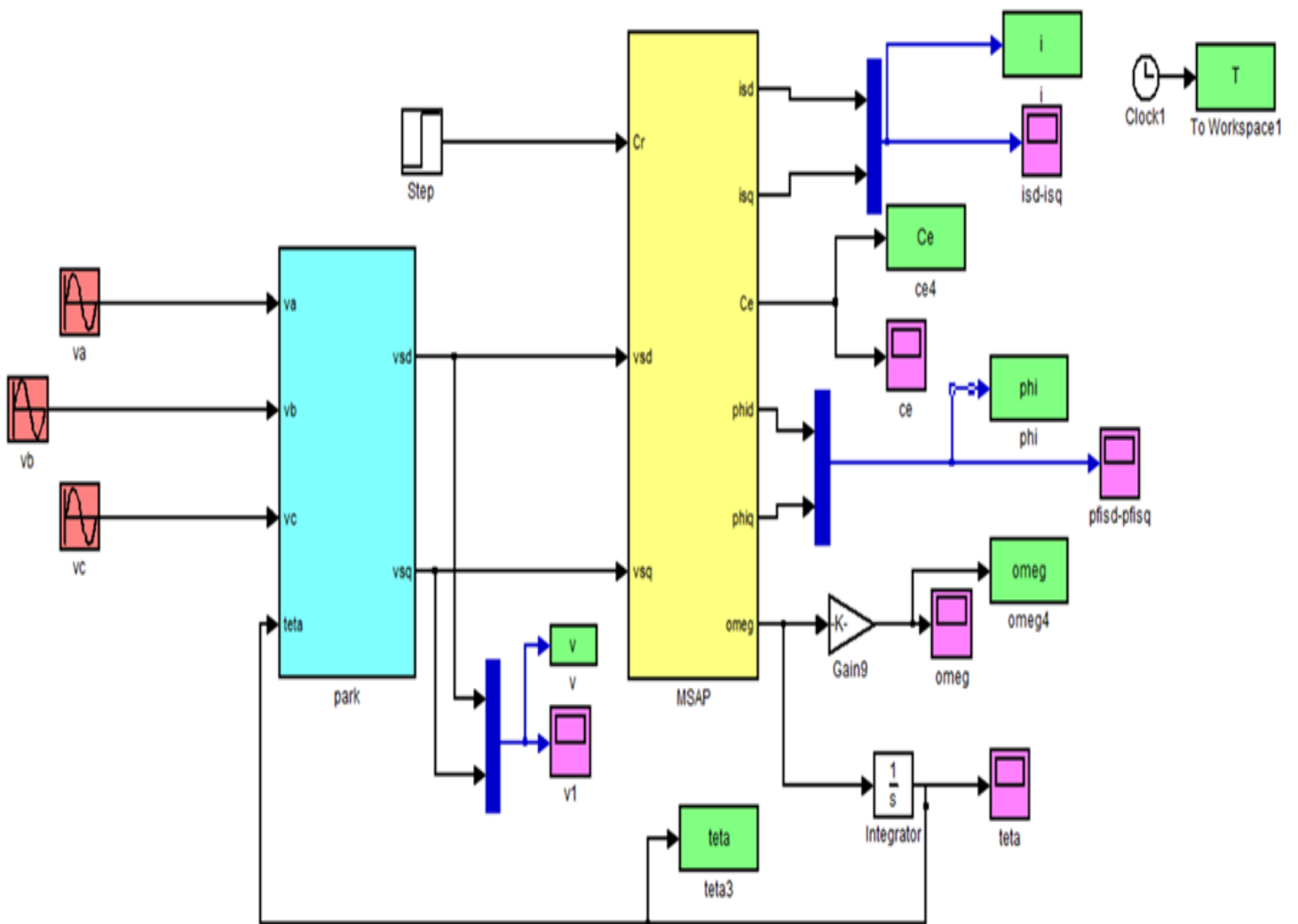


Figure: I.14: Modèle Simulink de la MSAP.

I.13.2. Résultats de simulation :

Démarrage à vide : dans ce cas nous avons éliminé la charge, donc un couple résistant égale à zéro ($C_r=0$).

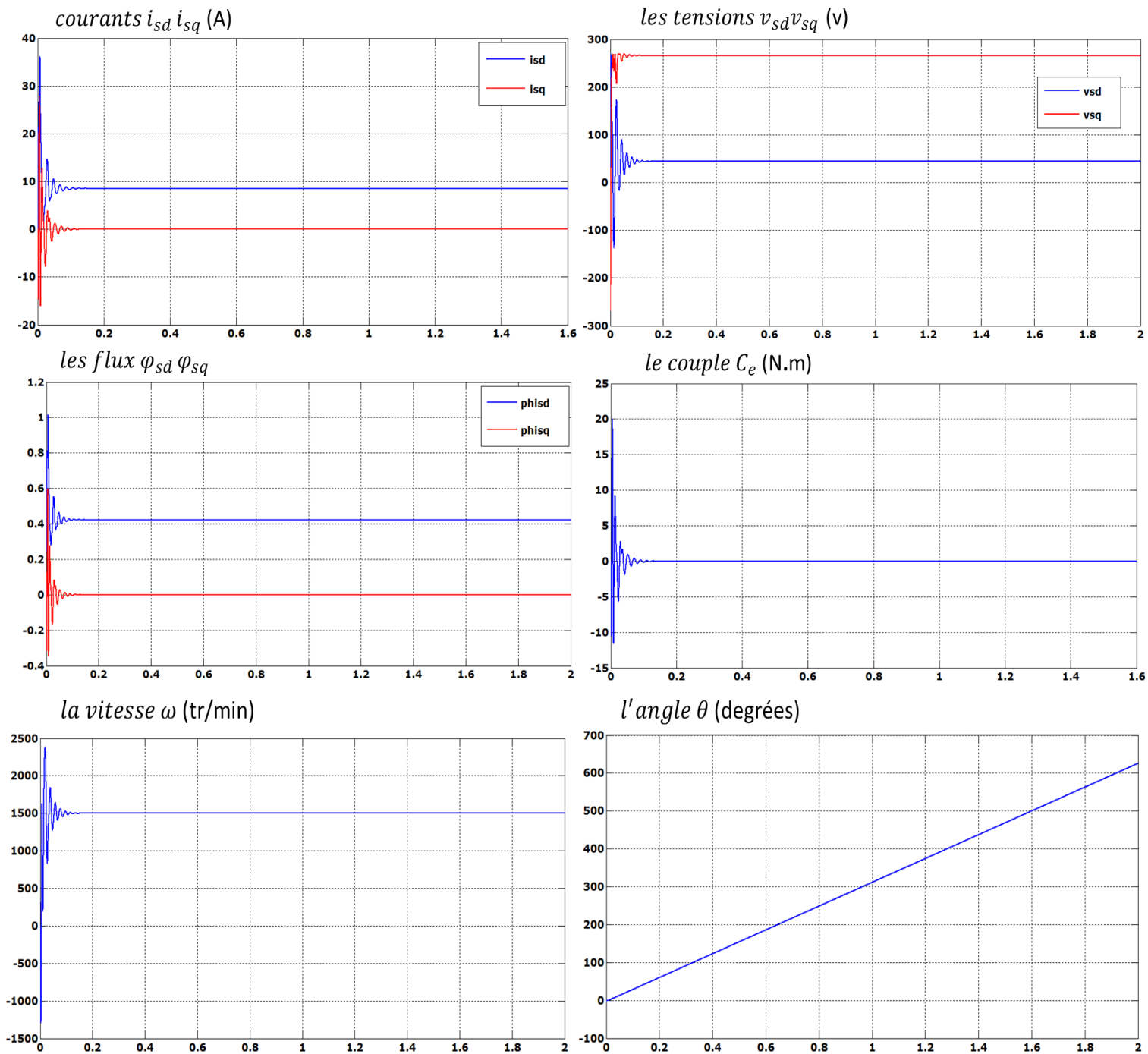


Figure (I.15) : Résultats de la simulation du processus de démarrage à vide du la MSAP.

Démarrage en charge : Dans ce cas à $t= 1.2$ Seconde on applique une charge de 1.5 N.m,

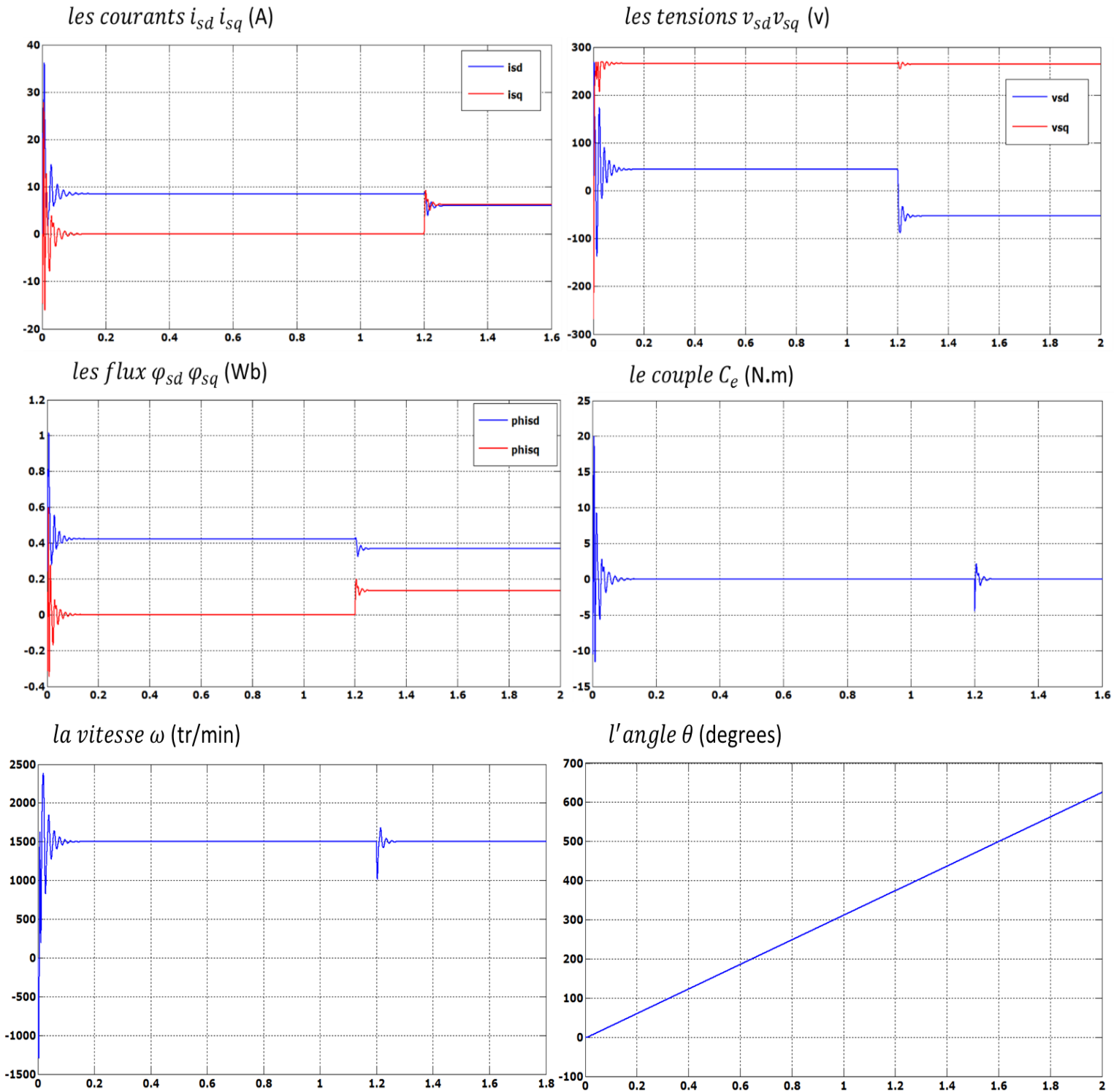


Figure I.16 : Résultats de la simulation du processus de démarrage en charge du la MSAP.

Nous remarquons qu'au démarrage à vide la machine demande un fort courant statorique qui dépasse 35A il est égal à trois fois le courant nominal, Le moteur continu à accélérer jusqu'à ce que ce dernier atteint sa vitesse nominale comme le montre la figure (I.15), Après l'application de la charge nous remarquons qu'il ya un appel de courant i_{sq} durant l'application de la charge et que la vitesse reste inchangée comme le montre la figure (I.16) ce qui prouve la validation du modèle mathématique de la machine. La figure (I.5) montre que le courant i_{sq} reste nul ce qui confirme la validité du modèle mécanique ($C_e = K \cdot i_{sq}$), en plus le Moteur atteint sa vitesse de synchronisme après une durée de transition.

Conclusions :

On a présenté dans ce chapitre la structure de la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines d'application, ses avantages et aussi les inconvénients, le principe fonctionnement, ainsi que sa modélisation. Nous avons montré à l'aide de la simulation sous l'environnement Matlab/Simulink la faisabilité de la Modélisation de la MSAP. Ce modèle peut être utilisé pour la réalisation de la commande de cette machine dont fait l'objet le chapitre qui suit.

CHAPITRE 02

Commande vectorielle de la MSAP

Chapitre 02

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP

II.1. Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle [6].

II.2. Principe :

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimant permanent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [2] [24].

L'équation (I.36), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables i_{sd} , i_{sq} .

$$C_e = \frac{3}{2}P[(L_d - L_q)i_{sd}i_{sq} + i_{sq}\varphi_f] \quad (\text{II.1})$$

On remarque que l'équation du couple dépend de i_{sd} et i_{sq} , ce couplage ne facilite pas la commande du couple et par suite de la vitesse ou de la position. Pour ce faire, une des stratégies de commande consiste à maintenir la composante i_{sd} nulle [27]. C'est à dire nous contrôlons le couple uniquement par le courant i_{sq} , cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [6] [15].

Pour $i_{sd} = 0$, l'équation (II.1) devient :

$$C_e = \frac{3}{2}P(i_{sq}\varphi_f) \quad (\text{II.2})$$

Comme le flux φ_f créée par l'aimant permanent est constant, le couple est directement proportionnel à i_{sq} .

On pose que: $K_q = \frac{3}{2}P\varphi_f$

Donc :

$$C_e = K_q i_{sq} \quad (\text{II.3})$$

Nous constatons que l'équation du couple est similaire à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux statorique est établi.

II.3. Boucles de régulations :

II.3.1. Découplage :

L'équation (I.31) montre que Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants i_{sd} et i_{sq} ne sont pas indépendants l'un de l'autre, Ils sont reliés par des termes non linéaires $\omega_s L_q$ et $\omega_s L_d$ [16].

Pour éliminer ce couplage on va utiliser une méthode de compensation [12]. Pour le but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

Donc le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_{sd} , e_{sq} [12] représentée dans la figure (II.1).

Appliquons la transformée de Laplace sur l'équation (I.31), on obtient :

$$\begin{cases} v_{sd} = (R_s + s L_d) I_{sd} - \omega_s L_q I_{sq} \\ v_{sq} = (R_s + s L_q) I_{sq} + \omega_s (L_d I_{sd} + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

On pose : $e_{sd} = \omega L_q I_{sq}$ et $e_{sq} = -\omega (L_d I_{sd} + \varphi_f)$

L'équation (II.4) devient :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = v_{sd} + e_{sd} \\ V_{sq}^* = v_{sq} - \omega_s (L_d I_{sd} + \varphi_f) = v_{sq} + e_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Soit :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = (R_s + s L_d) I_{sd} \\ V_{sq}^* = (R_s + s L_q) I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Le système d'équation (II.5) représente les deux boucles de régulation des courants i_{sd} et i_{sq} .

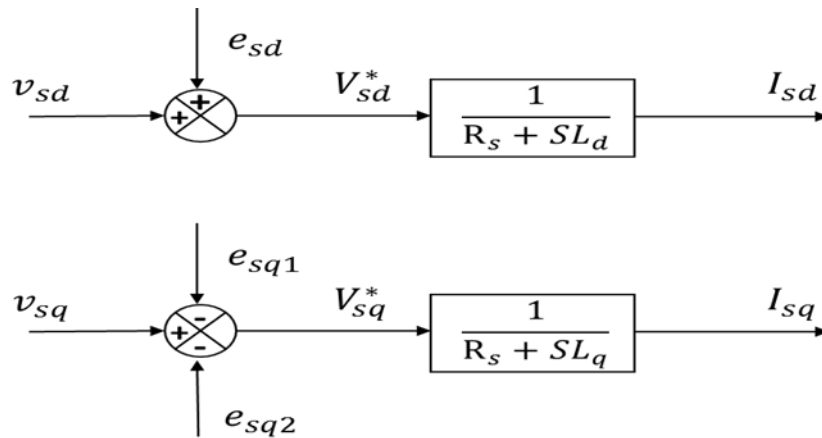


Figure II.1 : Découplage par compensation.

A partir des équations (I.31) et (I.36), on peut déduire trois boucle de régulations qui aboutissent à la commande de la vitesse et ou de la position:

II .3.2. Régulation des courants :

Pour la régulation des courants i_{sd} et i_{sq} , on utilise un simple régulateur PI comme le montre la figure (II.2) [20][19][29] :

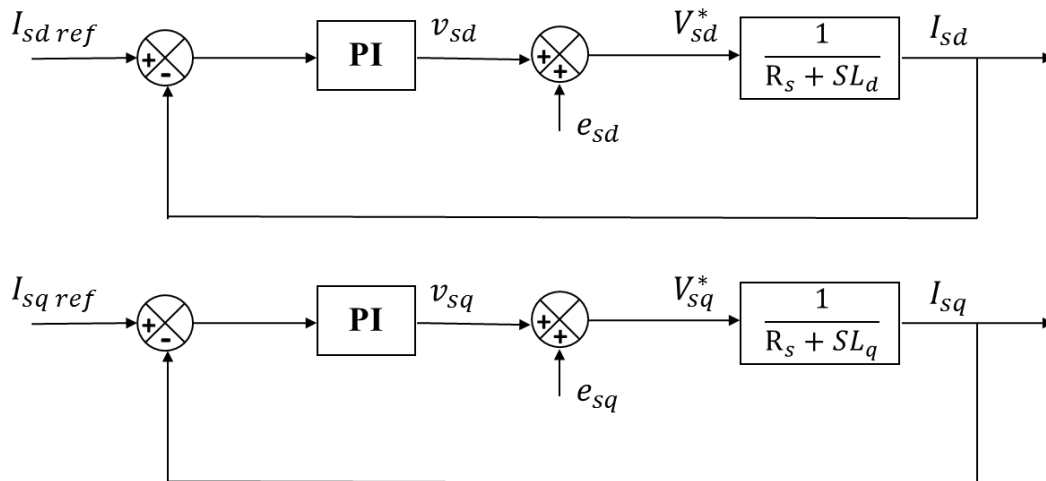


Figure II.2 : Boucles de régulation des courants.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

- Pour la boucle du courant i_{sd}

$$H(s) = (K_{pd} + \frac{K_{id}}{s}) (\frac{1}{R_s + sL_d}) \tag{II.6}$$

Pour calculer les constantes K_{pd} et K_{id} , on utilise la de compensation des pôles.

Donc la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$H(s) = \frac{K_{id}}{sR_s} \quad (\text{II.7})$$

En boucle fermée, on obtient un système de 1^{er} ordre avec une constante de temps $\tau = \frac{R_s}{K_i}$

Car :

$$G(s) = \frac{1}{(s\frac{R_s}{K_{id}} + 1)} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Donc : } K_{id} = \frac{R_s}{\tau}$$

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{rep} = 3\tau$ on aura :

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{3L_d}{t_{rep}} \\ K_{id} = \frac{3R_s}{t_{rep}} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

II .3.3. Régulation de vitesse :

A partir de l'équation mécanique de la MSAP, on peut écrire la fonction de transfert régissant la vitesse en fonction du couple:

$$\Omega = \frac{1}{J+f} (C_e - C_r) \quad (\text{II.10})$$

Le couple C_e est donné par l'équation (II.3). Le schéma de la figure (II.3) illustre la boucle d'asservissement de vitesse.

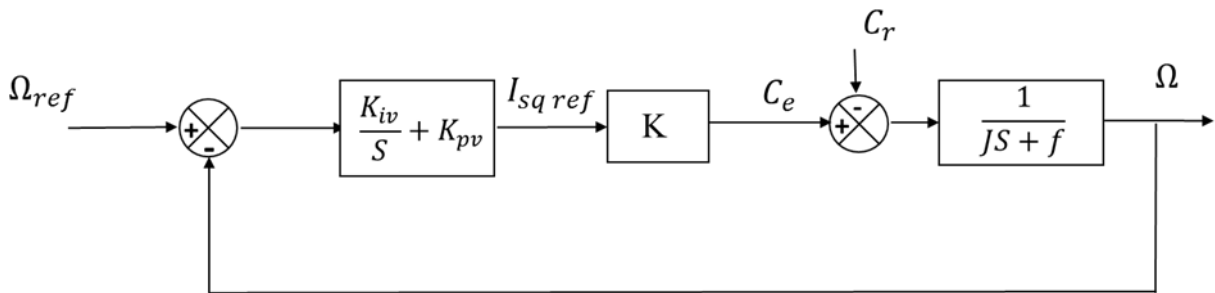


Figure II.3 :: Boucles de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$Hv(s) = K(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s}) \frac{1}{Js+f} \quad (\text{II.11})$$

En boucle fermée:

$$Gv(s) = \frac{K(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s})(\frac{1}{Js+f})}{1 + K(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s})(\frac{1}{Js+f})} = \frac{KK_{iv}}{Js^2 + (f + KK_{pv})s + KK_{iv}} + \frac{sKK_{pv}}{Js^2 + (f + KK_{pv})s + KK_{iv}} \quad (\text{II.12})$$

On remarque que le second terme de la FTBF $Gv(s)$ présente une dynamique, donc au régime établi se terme s'annule. et la FTBF devient :

$$Gv(s) = \frac{KK_{iv}}{Js^2 + (f + KK_{pv})s + KK_{iv}} \quad (\text{II.13})$$

L'équation (II.13) peut être écrite sous la forme canonique suivante :

$$Gv(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{II.14})$$

Donc

$$\begin{cases} \omega_n = \sqrt{\frac{K_{pv}KK_{iv}}{J}} \\ 2\xi\omega_n = \frac{f}{J} + \frac{K_{pv}K}{J} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Pour calculer les valeurs K_{pv} et K_{iv} , soit on fixe ω_n et ξ par la méthode de Bode ou par résolution numérique.

II.4. Modélisation de l'onduleur de tension :

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'un moteur synchrone a aimant permanent se réalise logiquement par action sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique [31], par conséquent, pour réaliser cette action, il faut se disposer d'une source d'alimentation capable de fournir une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeurs instantanées. Autrement dit il faut se disposer d'un onduleur, le schéma de la figure (II.4) illustre une machine synchrone a aimant permanent triphasée alimentée par un onduleur de tension [35].

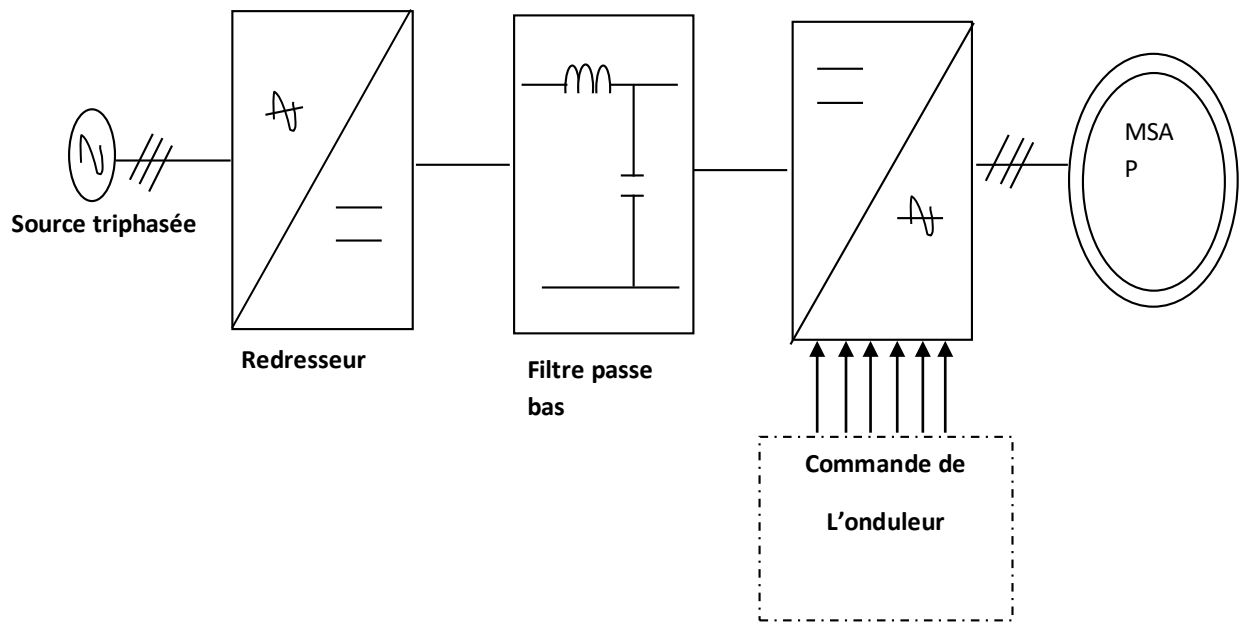


Figure II.4 : Schéma de l'association onduleur- MSAP.

II.4.1. Modélisation du redresseur triphasé double alternances à diodes :

La figure (II.5) représente un convertisseur alternatif/continu [35]. Le convertisseur comporte trois diodes (D1, D2, D3) à cathode commune assurant l'allée du courant I_d et trois diodes (D4, D5, D6) à anode commune assurant le retour du courant I_d .

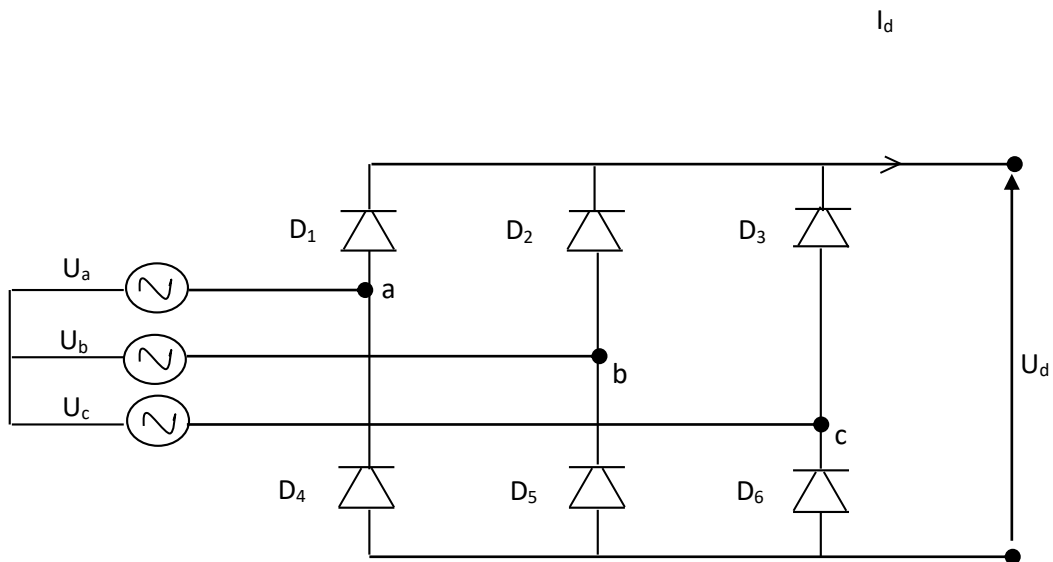


Figure II.5 : Représentation du redresseur triphasé double alternance à diodes.

On suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré tel que :

$$\begin{aligned}
 U_a(t) &= V_m \sin(2\pi ft) \\
 U_b(t) &= V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 U_c(t) &= V_m \sin\left(2\pi ft - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{II.16}$$

Si on néglige l'effet de l'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_d(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \tag{II.17}$$

Cette tension est représentée par le graphe de la figure (II.6).

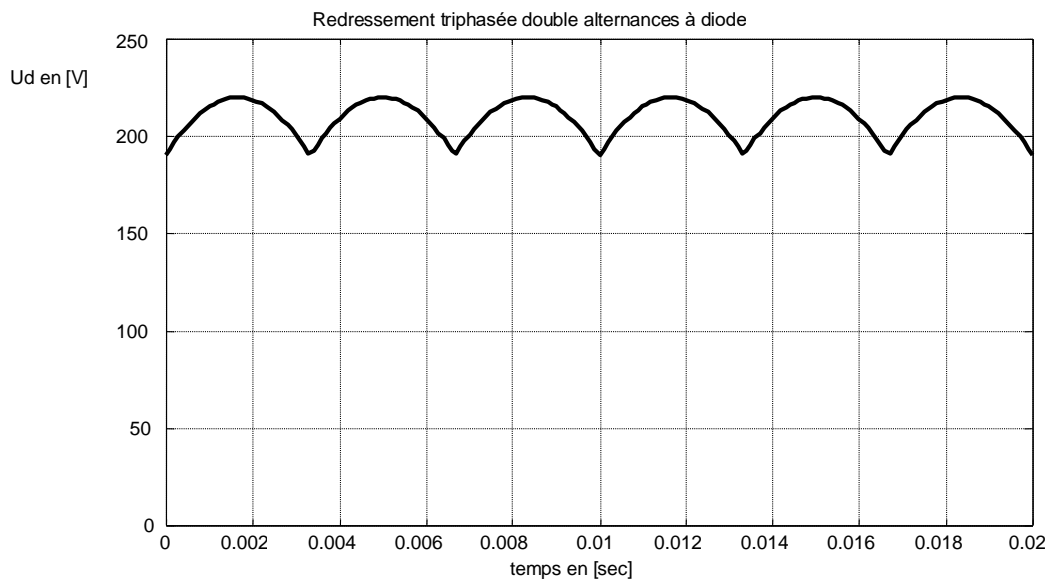


Figure II.6 : Représentation graphique de la tension de sortie du redresseur.

II.4.2. Modélisation du filtre :

On utilise un filtre passe – bas ($L_f C_f$), pour éliminer les hautes fréquences [35]. La figure (II.7) illustre ce type de filtre.

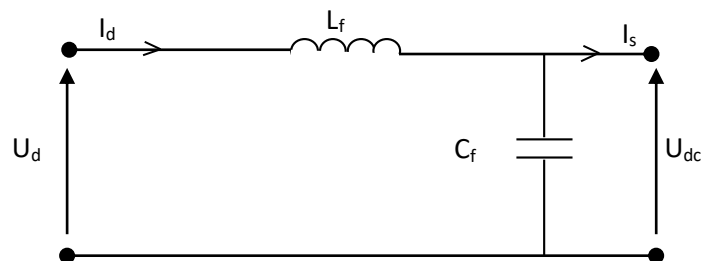


Figure II.7 : Représentation du filtre passe-bas.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équation suivant [35] :

$$U_d(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \quad (II.18)$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t))$$

D'où la fonction de transfert du filtre ($I_s = 0$) :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{1 + (s\sqrt{L_f C_f})^2} \quad (II.19)$$

La fréquence de coupure de ce filtre est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (II.20)$$

La détermination de L_f et C_f se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer (6 fois la fréquence du réseau d'alimentation dans notre cas) [35].

III.4.3. Modélisation de l'onduleur :

La figure (II.8) illustre une machine synchrone à aimant permanent triphasée alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension, composé de six interrupteurs généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

Le principe de fonctionnement de l'onduleur est basé sur le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalise une modulation de la largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements de la machine.

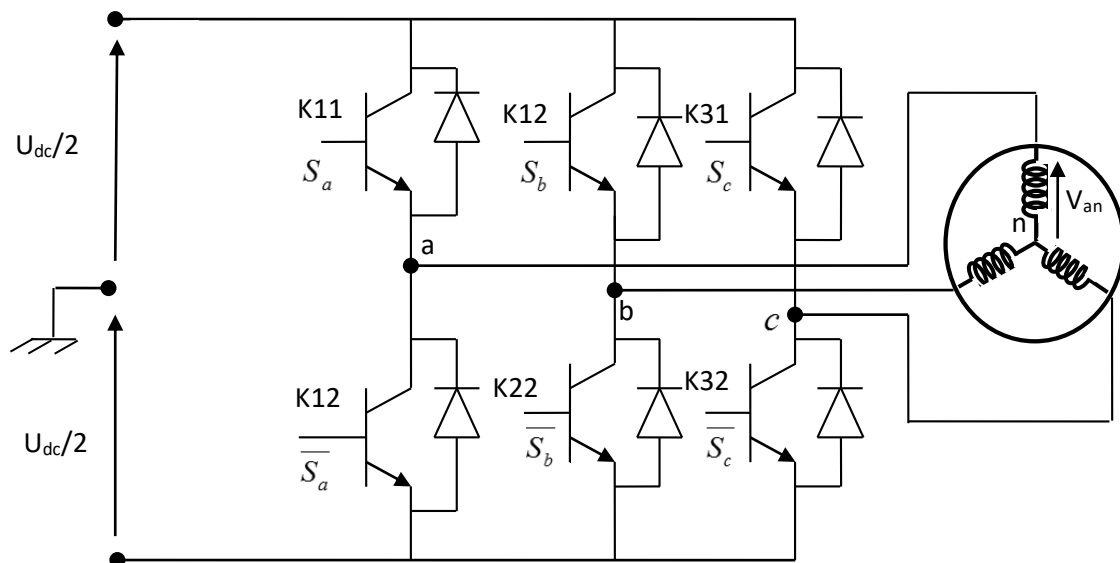


Figure (II.8) : Schématisation de l'ensemble onduleur -MSAP.

II.4.4. Concept de modélisation de l'onduleur :

Les trois cellules de commutation formant l'onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Avec l'hypothèse où les interrupteurs sont supposés idéaux ayant une image exacte des signaux de commande S_j ($j=a, b, c$) [33].

C'est-à-dire chaque interrupteur est associé à la fonction logique S_j comme l'indique la figure (II.8).

$S_j = 1$ si l'interrupteur du haut est fermé et celui de bas est ouvert.

$S_j = 0$ si l'interrupteur du haut est ouvert et celui de bas est fermé.

Les tensions composées sont déterminées par le système d'équations (II.21) suivant :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} &= V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{aligned} \quad (\text{II.21})$$

Où V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur autrement dit les tensions continues fournis par le redresseur. Elles sont référencées par rapport au point milieu (o) d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles [31], comme suit :

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} &= V_{cn} + V_{no} \end{aligned} \quad (\text{II.22})$$

Avec

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simples appliquées à la charge.

V_{no} est la tension entre le point neutre (n) de la charge et le point milieu fictif (o).

Le système triphasé fourni par l'onduleur étant équilibré, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.23})$$

Utilisant les équations (II.22) et (II.23) on obtient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.24})$$

Remplaçons (II.24) dans (II.22), on obtient :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} &= -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

Donc le système (II. 25) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Posons

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

$$[V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T = \frac{U_{dc}}{2} [S_a \quad S_b \quad S_c]^T \quad (\text{II.28})$$

Donc l'onduleur est modélisé par la matrice de transfert $[T]$ avec U_{dc} est la tension continue à la sortie du filtre. Le courant à l'entrée de l'onduleur est:

$$i = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{II.29})$$

L'onduleur peut être commandé en utilisant plusieurs techniques dont: la commande par la technique de Modulation par Largeur d'Impulsions (MLI) Pour l'objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. En ce qui concerne la technique MLI, nous cloisons pour référence la MLI sinus-triangle comme une stratégie le plus fréquemment employées.

II.4.5. Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle :

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

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

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

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs [35]. La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants [32] :

- L'indice de modulation "m" égal au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$) ;
- Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$) ;

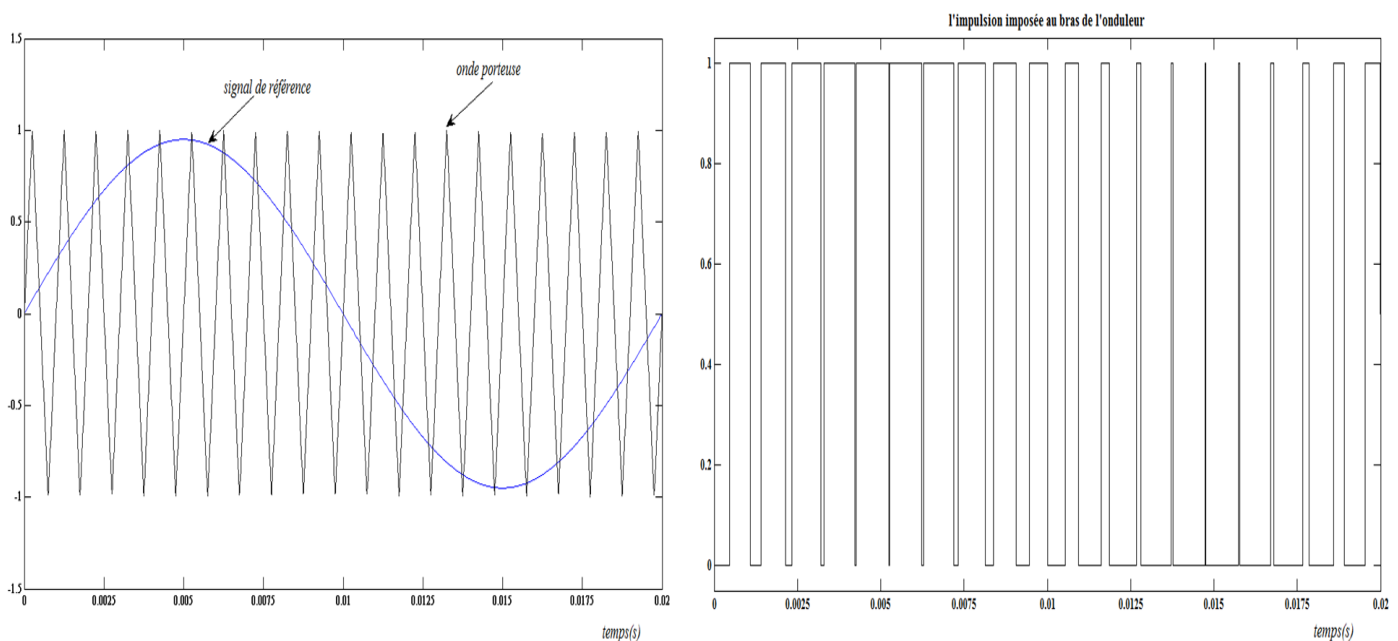


Figure II.9 : Génération des Signaux de commande MLI sinus-triangle de l'onduleur.

II.5. Système de la commande :

Après avoir présenté les boucles de régulation et la modélisation de l'onduleur, nous présentons le système global de la technique de la commande vectorielle de la MSAP. En effet, cette technique sera utilisée par les boucles de régulation de la MSAP et son découplage.

La figure (II.10) représente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents et on note que :

La machine étant découplée selon deux axes (d, q), la régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La sortie de la régulateur de vitesse est permet de générer le courant de référence $i_{sq\ ref}$ qui est comparé à la valeur du courant i_{sq} issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant i_{sq} . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_{sd} qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs des courants i_{sd} et i_{sq} permet de générer les tensions $v_{sd\ ref}$ et $v_{sq\ ref}$ qui est comparé à les tensions e_{sd} et e_{sq} et appliquées à la boucle de découplage comme des tensions V_{sd}^* et V_{sq}^* .

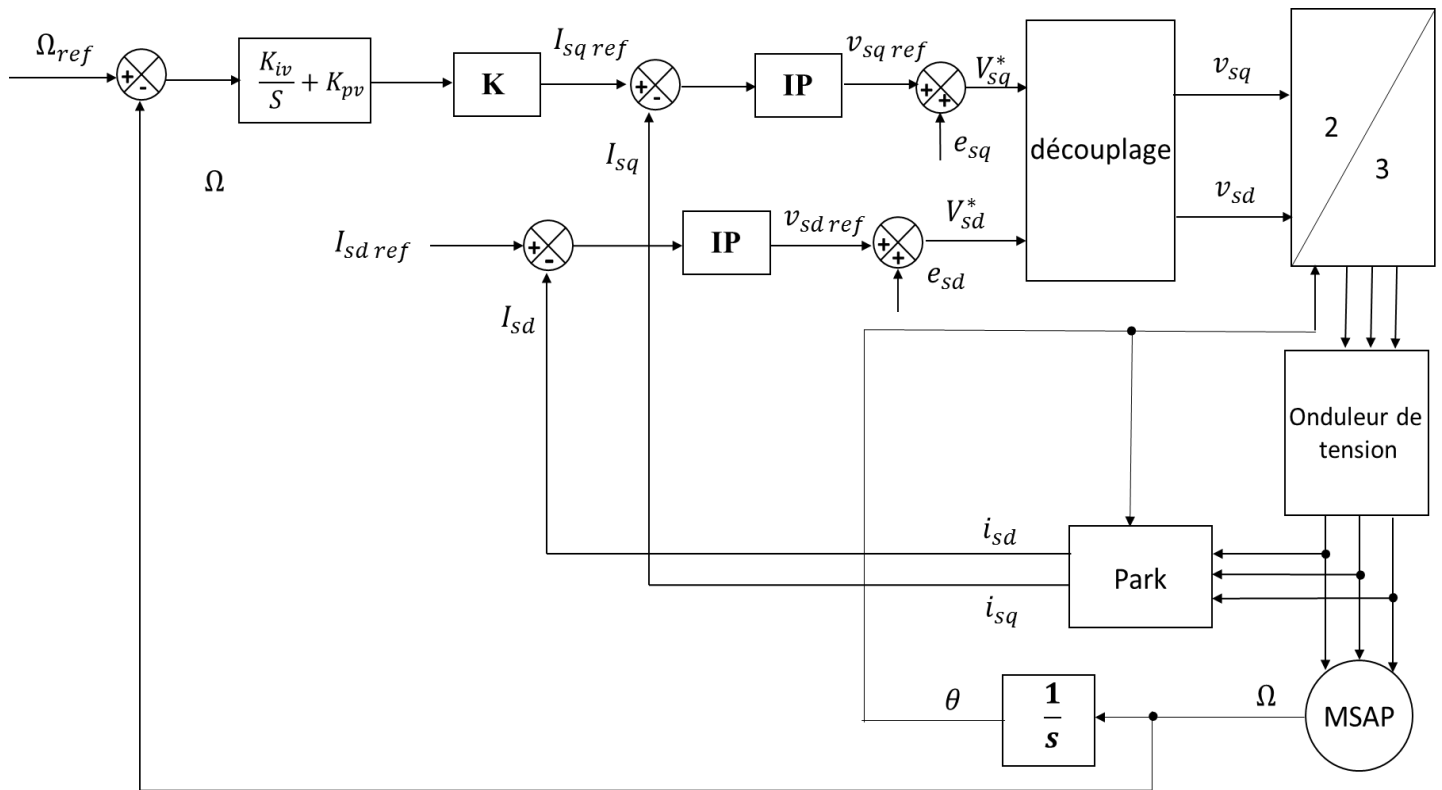


Figure II.10 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

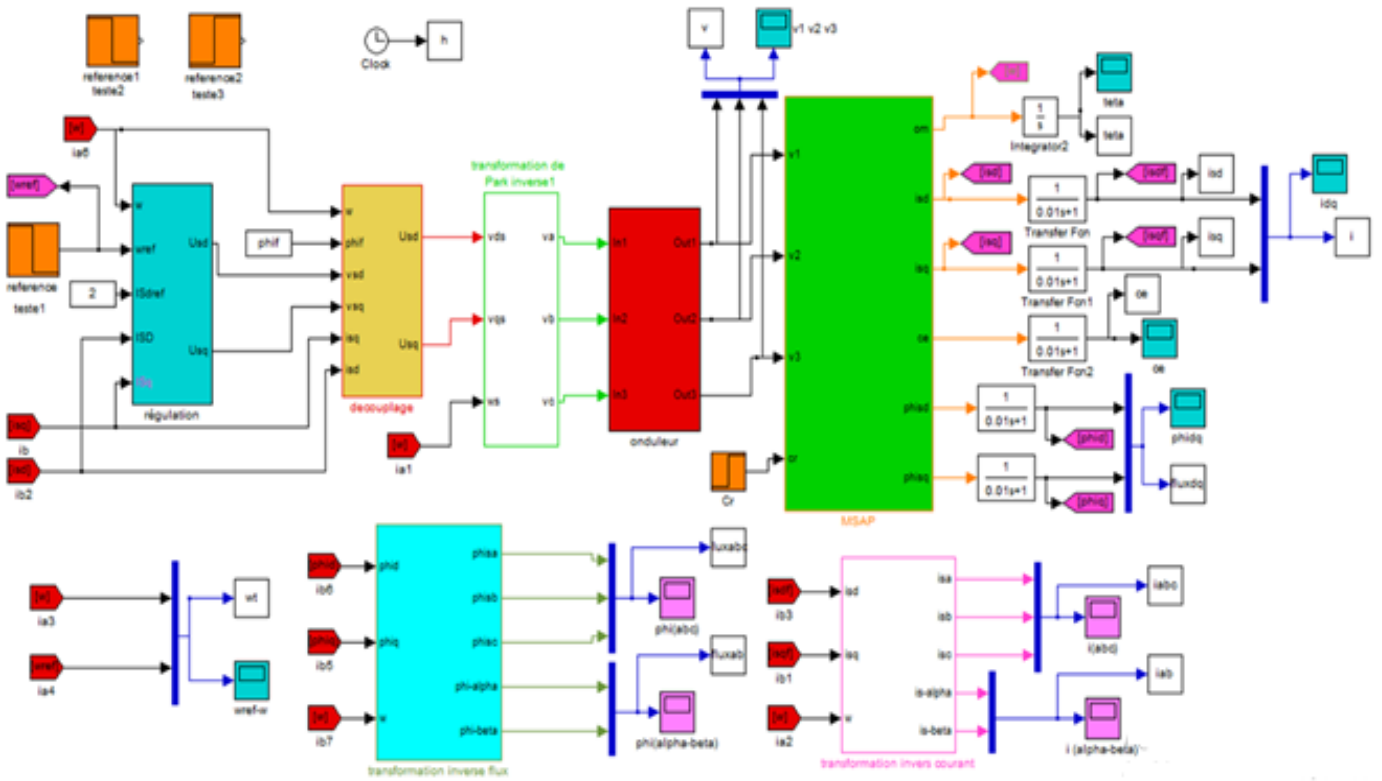


Figure II.11 : Schéma Matlab-Simulink de la commande vectorielle de la MSAP.

La figure (II.11) illustre le schéma de simulation de la commande vectorielle de la MSAP sous le plateforme Matlab-Simulink. Le bloc de régulation comporte les boucles de régulations des courants et de la vitesse dont les détails sont montrés sur les figure (II.12). La figure (II.13) montre le schéma bloc de découplage et la figure (II.14) montre les changements de repères des grandeurs (flux et courants).

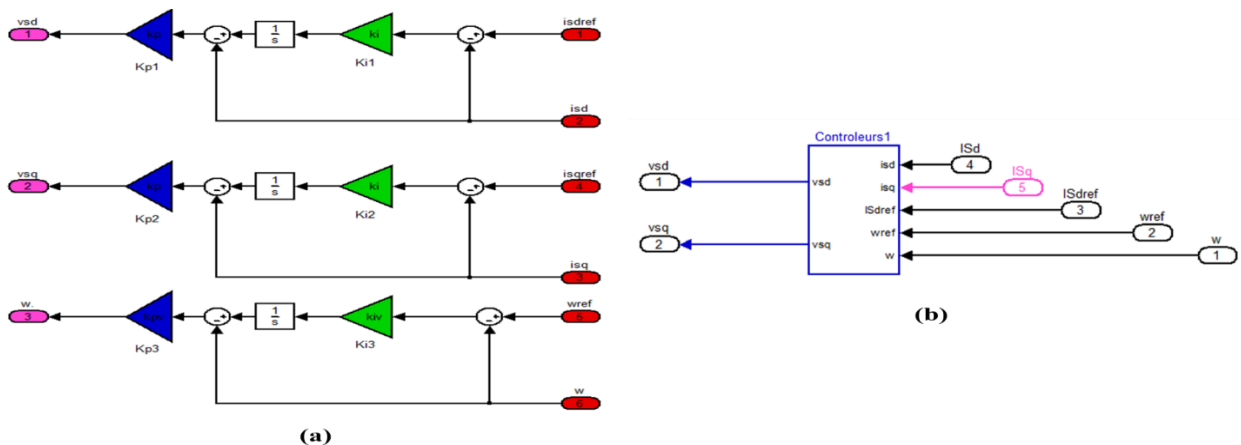


Figure (II.12) : a: boucles de régulation des courant et de vitesse. b: subsysteme de la régulation.

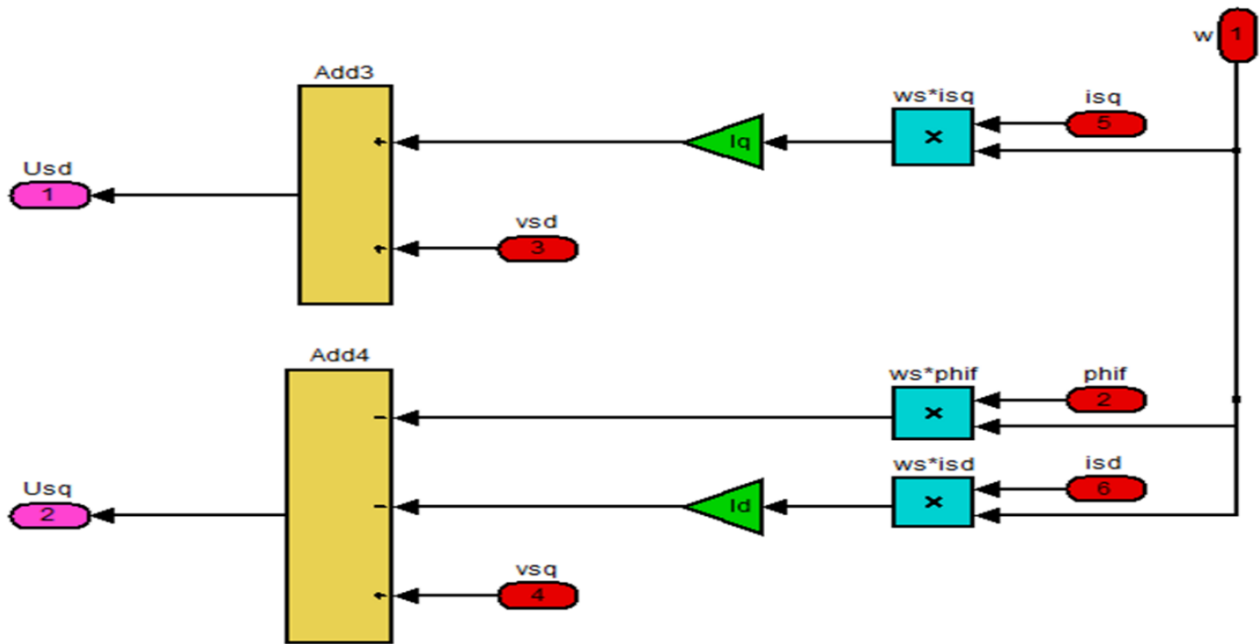


Figure II.13 :la boucle du découplage.

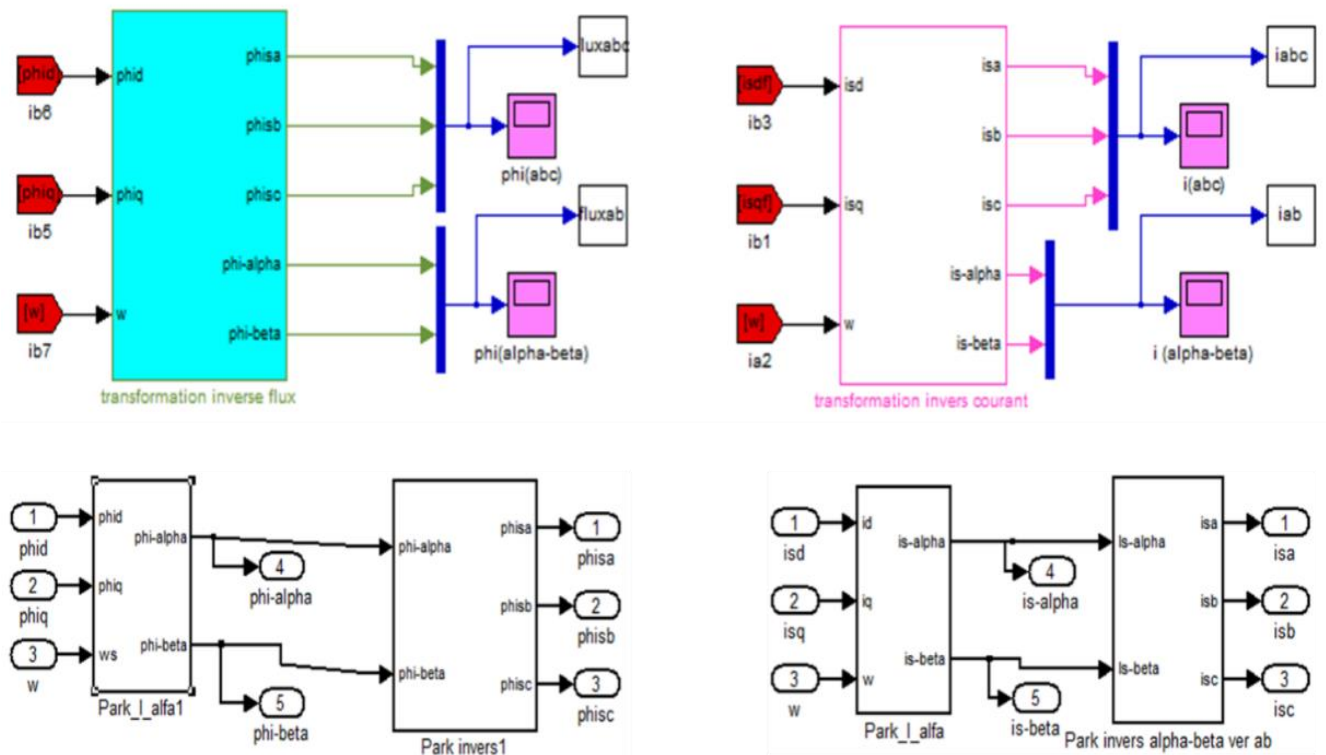


Figure II.14 : les boucles du changement de repères.

II.6. Résultats de simulation :

Les résultats de simulations sont représentés successivement sur les figure (II.15-17), la figure (II.15) illustre les résultats du premier essai dont la vitesse de référence est un échelon de consigne de 150/-150 rad/sec, le figure (II.16) montre les résultats du deuxième essai dont la vitesse de référence est de 50/-50 rad/sec et en fin le troisième essai est représenté par la figure (II.17).

On constate sur les trois figures que la vitesse s'établit normalement et très correctement, on remarque aussi sur les trois figures que la commande régie bien à l'application de la charge à $t=1.2\text{sec}$ ce qui prouve la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis les perturbations (charge). Les courants statorique sont bien sinusoïdaux, de même pour les flux statorique, on constate que l'appel du courant statorique augmente durant l'application de la charge ce qui est normal que le montre les figures illustrant les courants pour les trois tests.

1^{er} Essai :

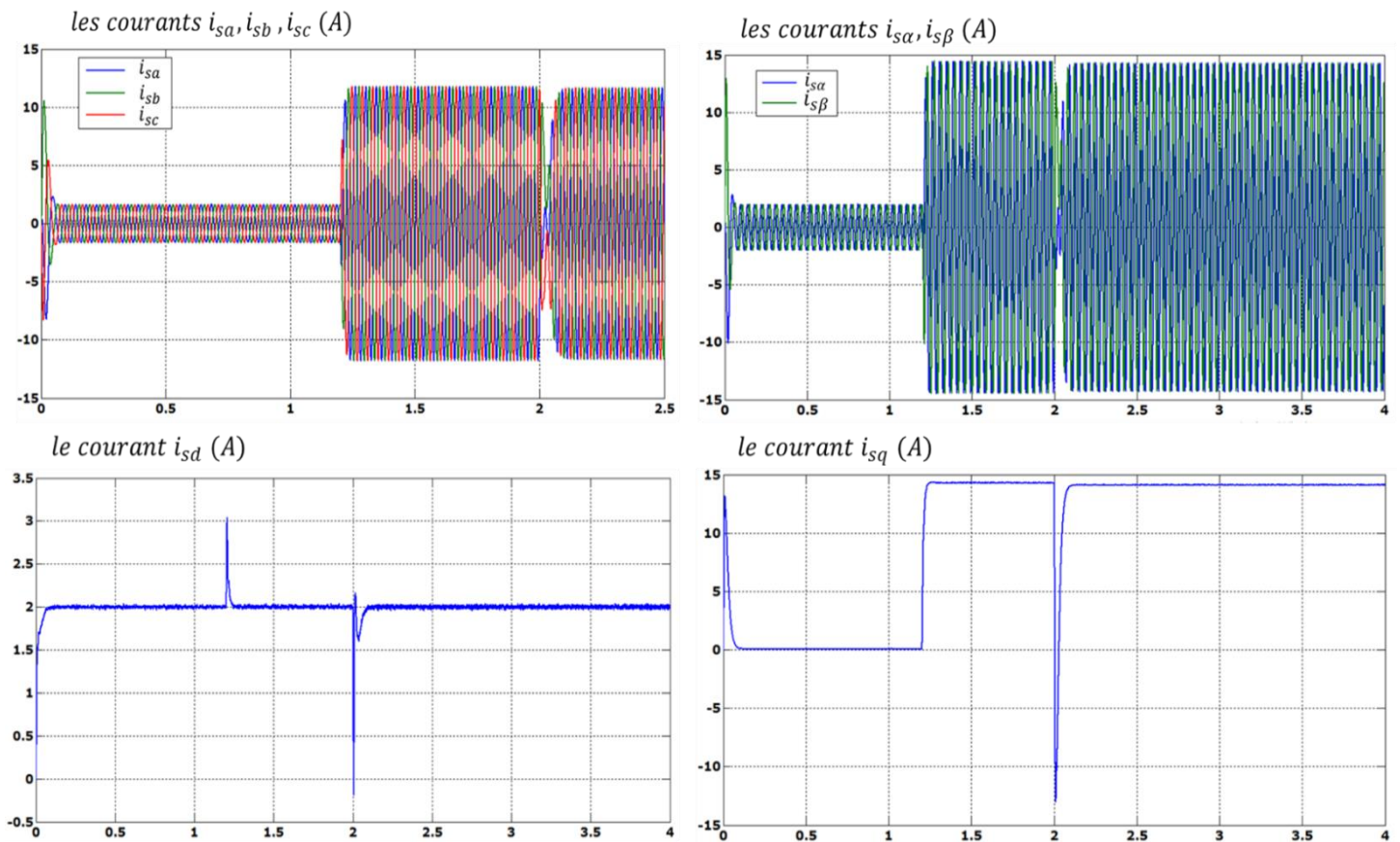


Figure II.15-a : Résultats de simulation des courants (1^{er} teste).

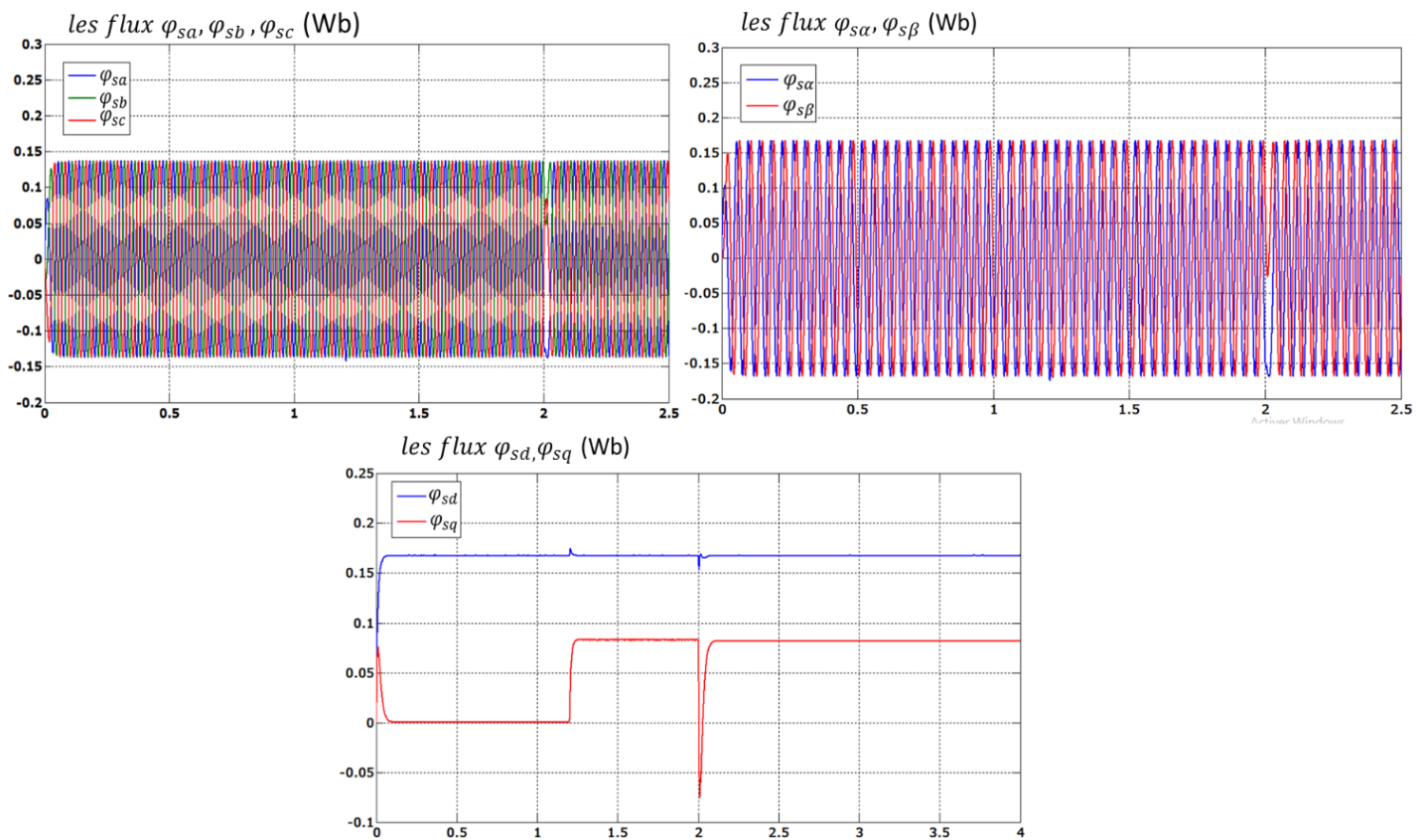


Figure II.15-b : Résultats de simulation des flux (1^{er} teste).

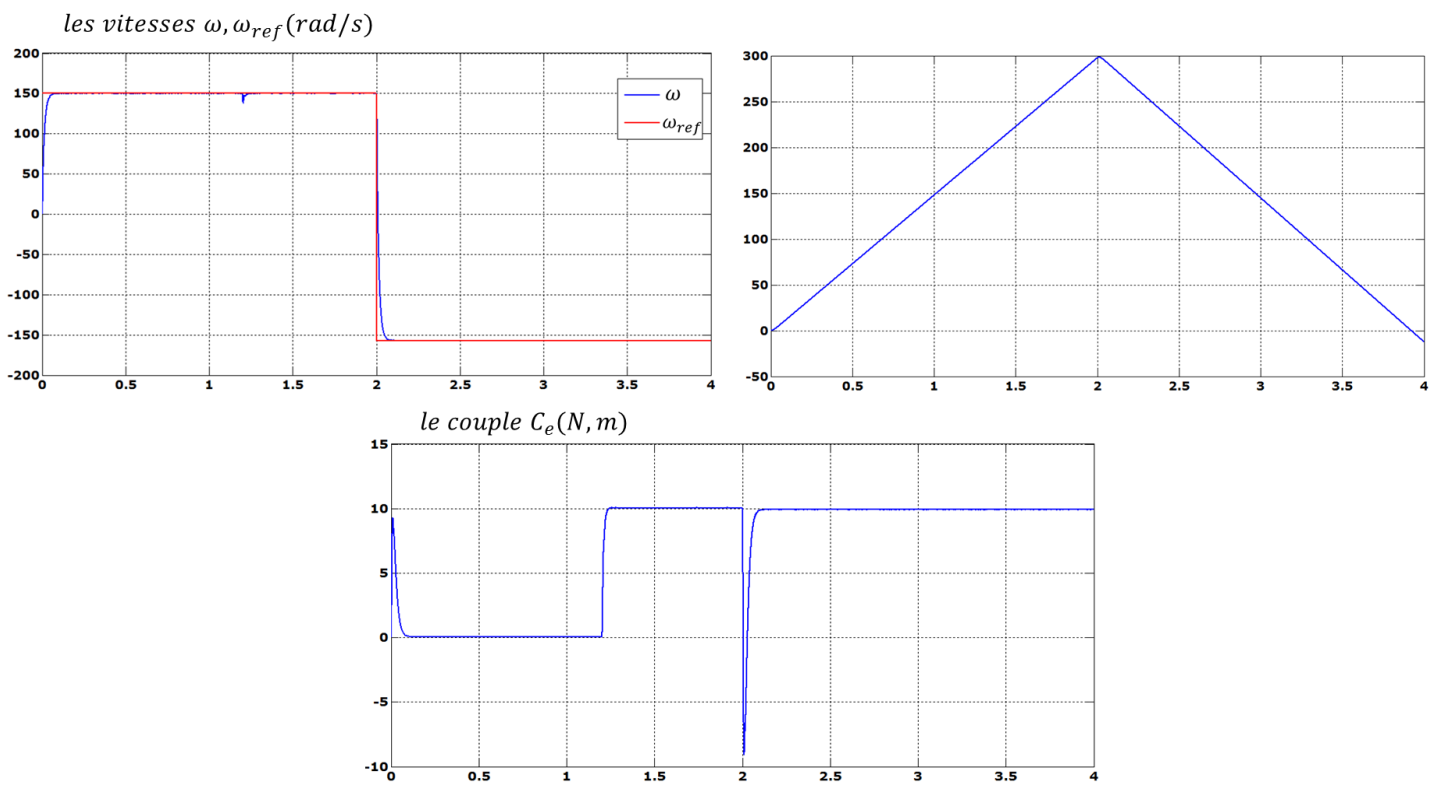


Figure II.15-c : Résultats de simulation des comportements (1^{er} teste).

2^{eme} Essai :

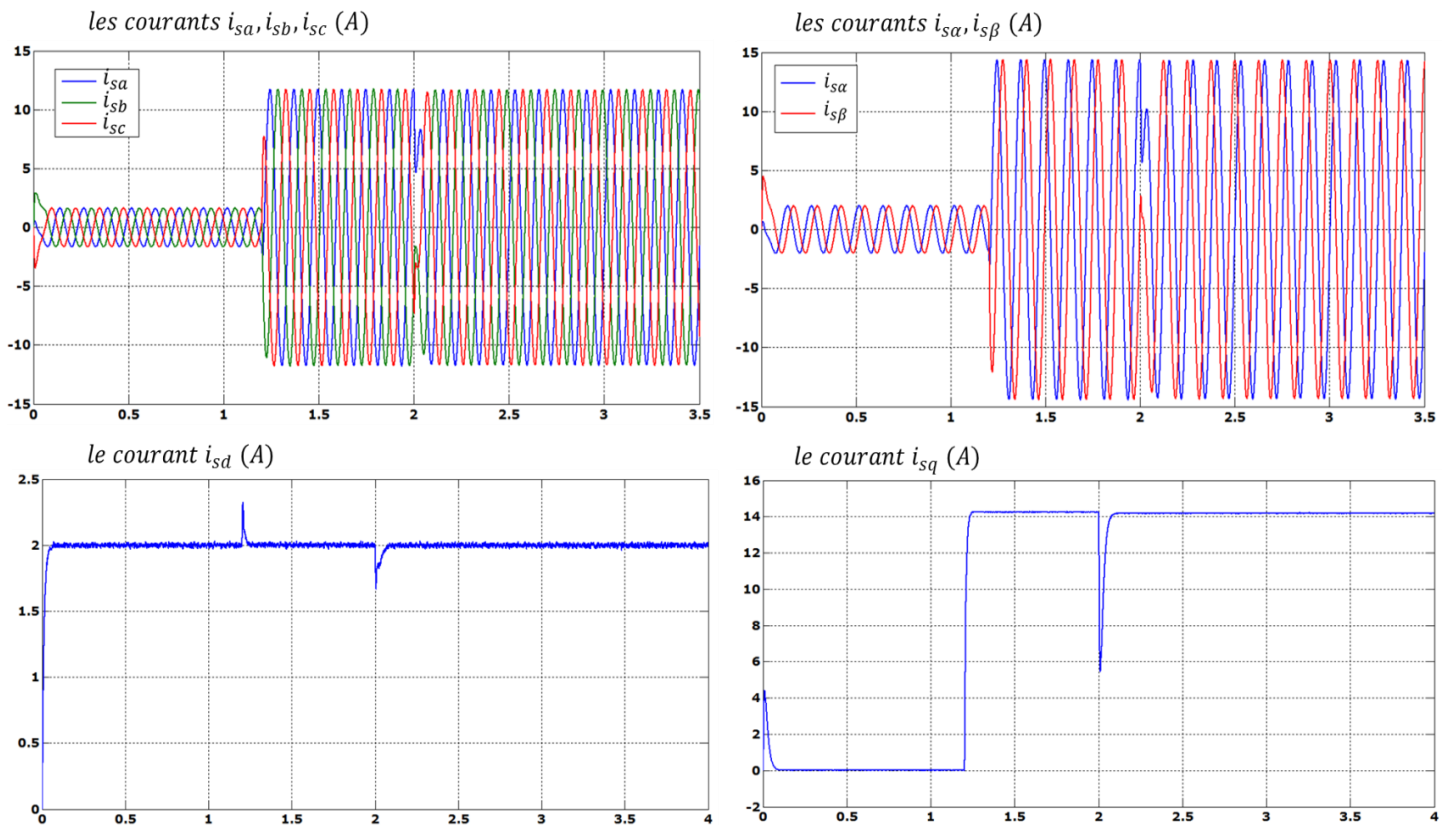


Figure II.16-a : Résultats de simulation des courants (2^{eme} teste).

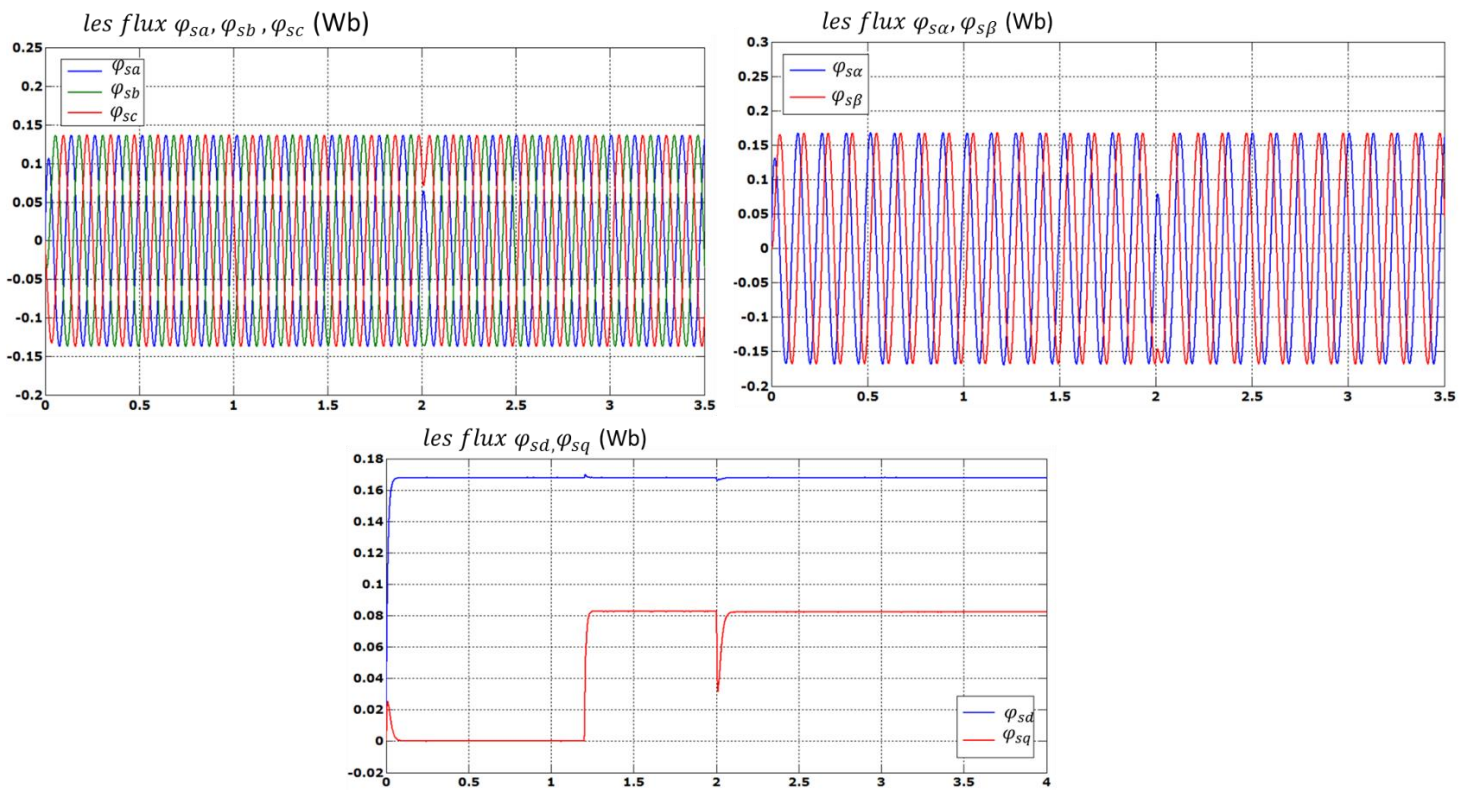


Figure II.16-b : Résultats de simulation des flux (2^{eme} teste).

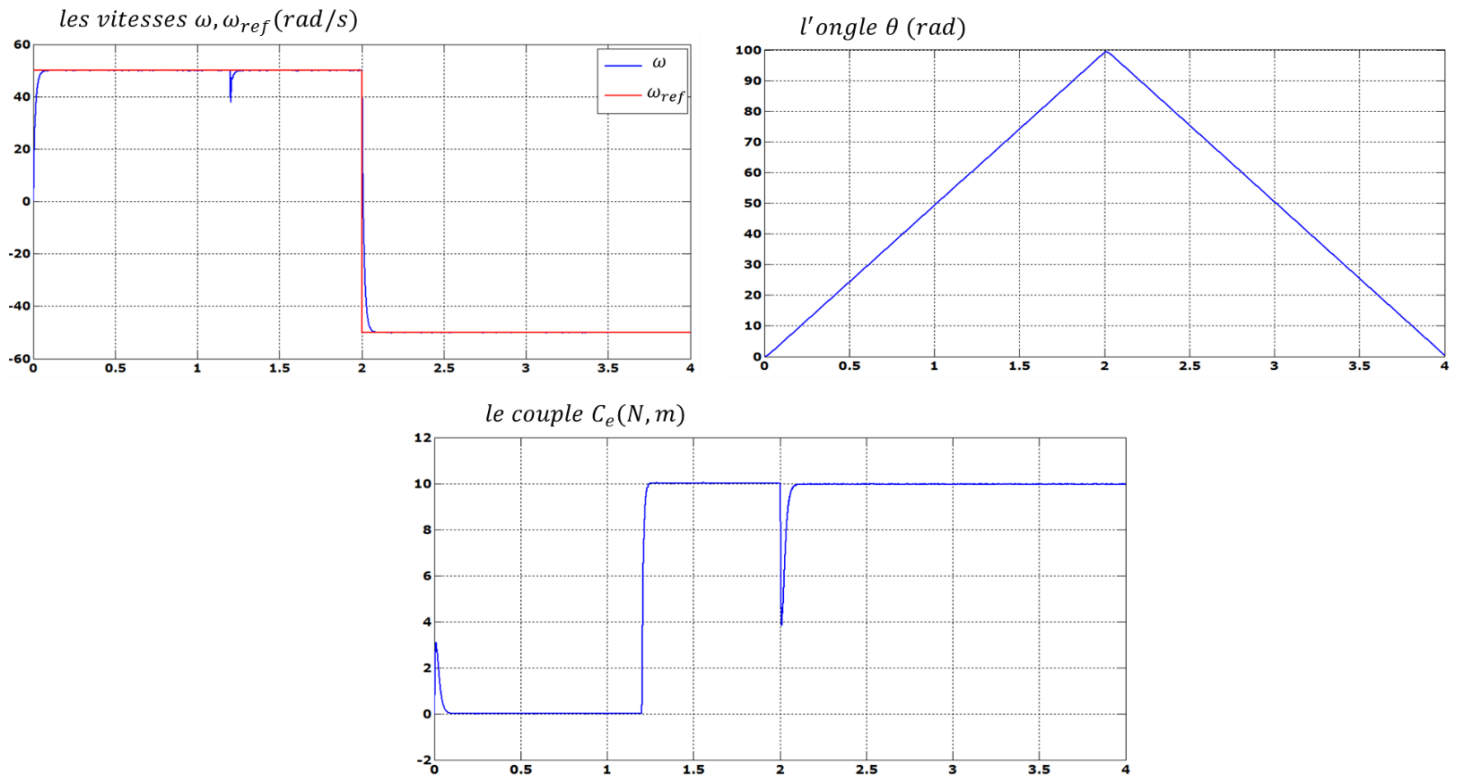


Figure II.16-c : Résultats de simulation des comportements (2^{ème} teste).

3^{ème} Essai :

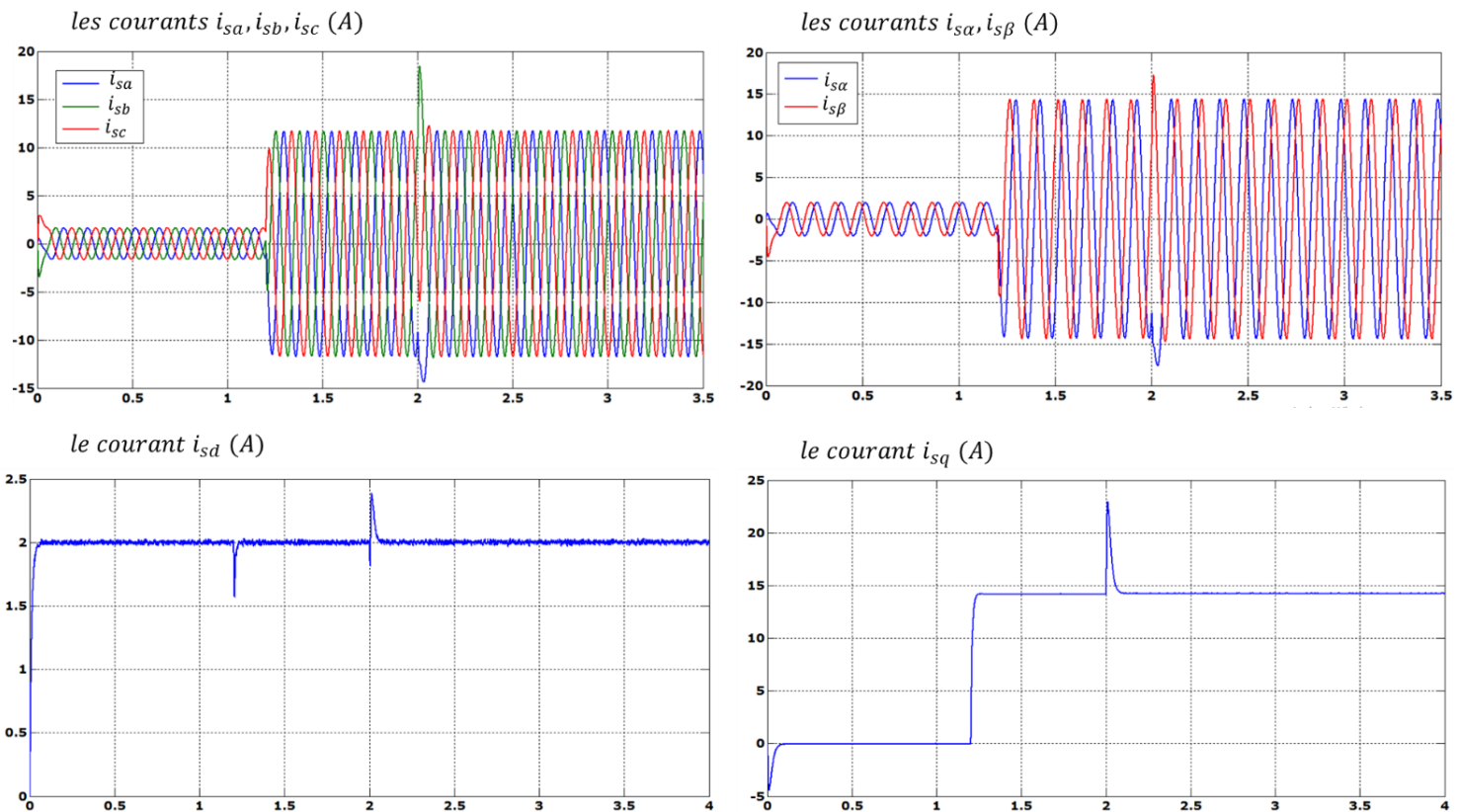


Figure II.17-a : Résultats de simulation des courants (3^{ème} teste).

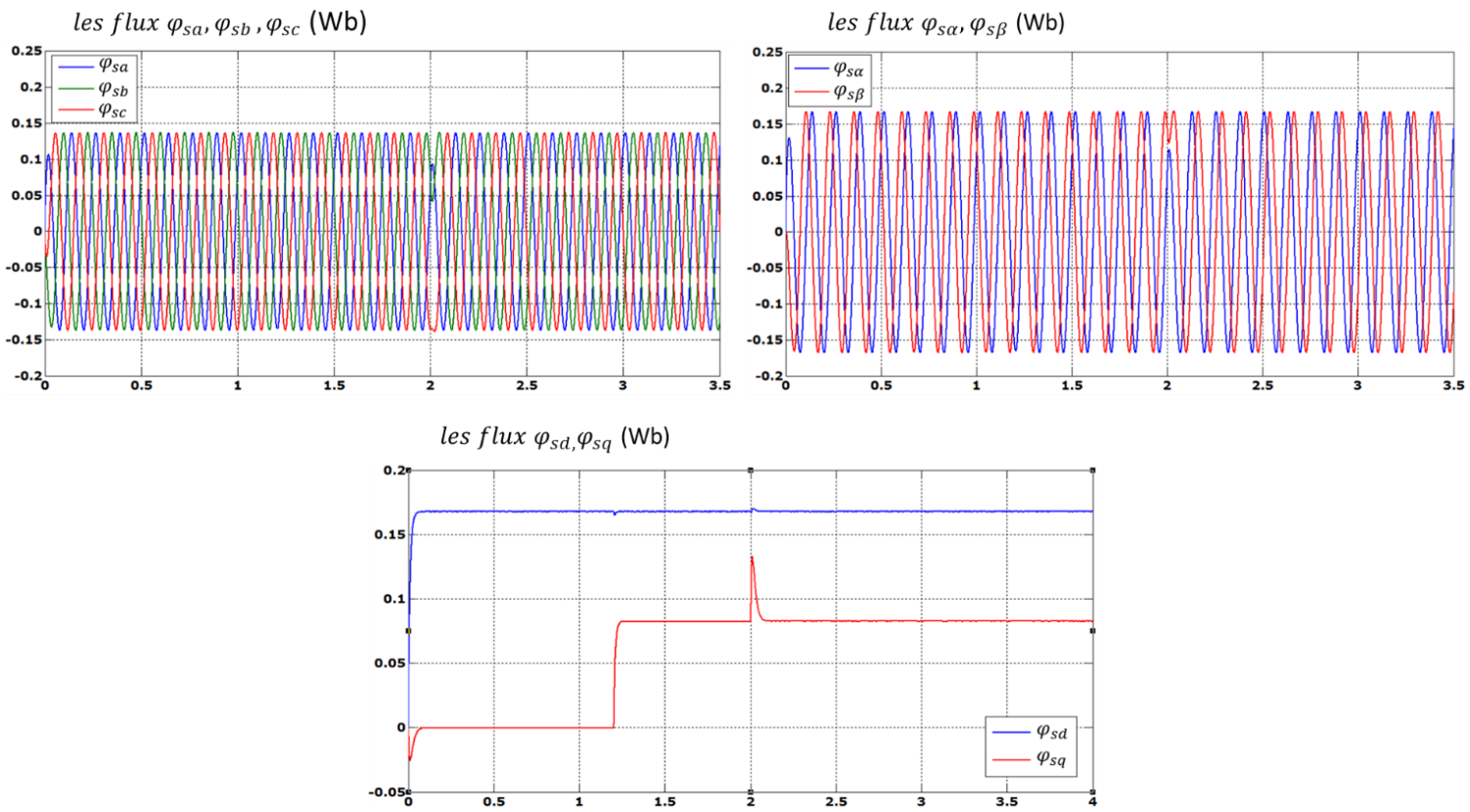


Figure II.17-b : Résultats de simulation des flux (3^{ème} teste)

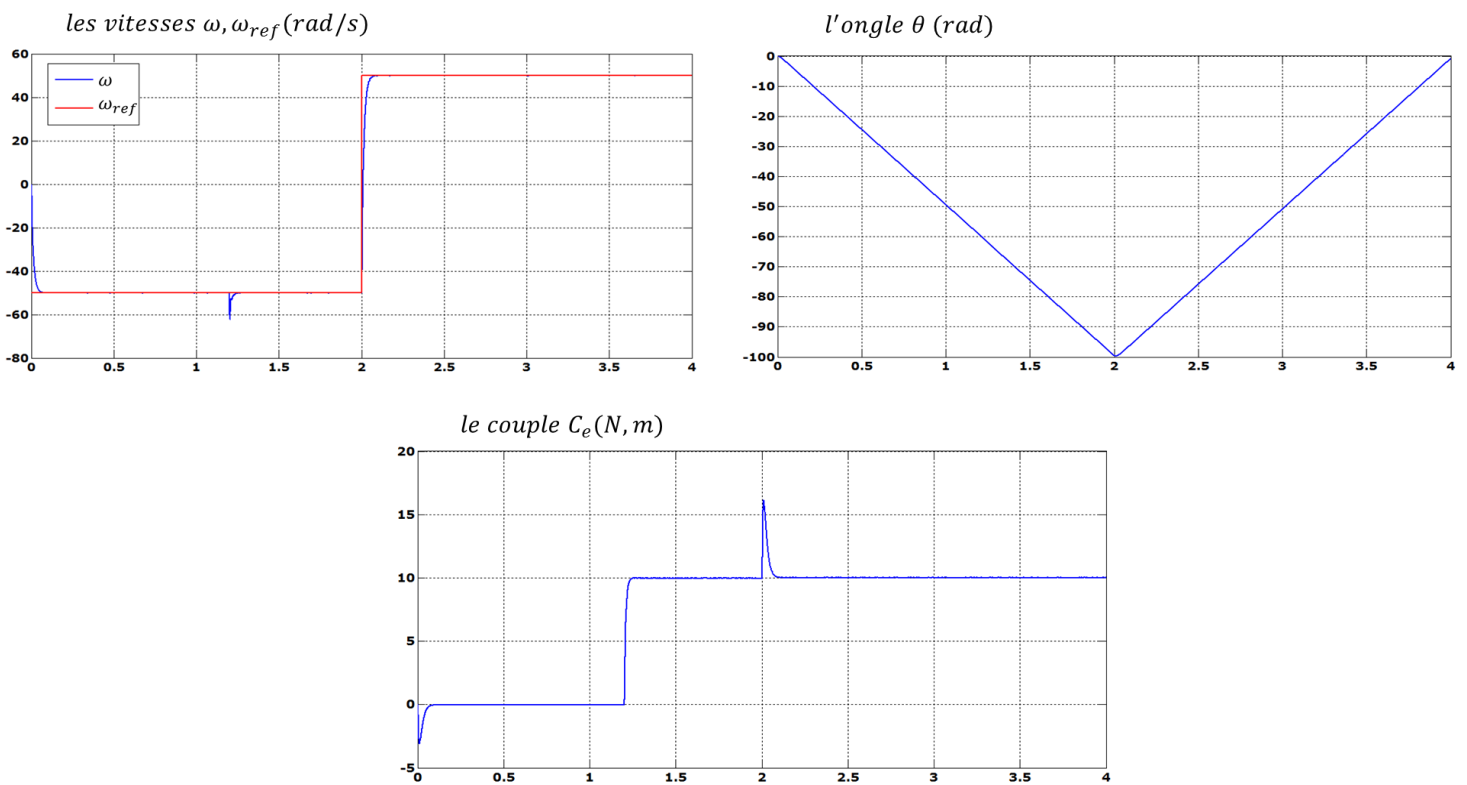


Figure II.17-c : Résultats de simulation des comportements (3^{ème} teste).

Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté la commande vectorielle pour l'asservissement des courants et de la vitesse appliquée à la MSAP. Cette stratégie de commande permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine comme le confirme les résultats de simulation ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. L'asservissement des différentes boucles de régulation par un régulateur (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques et statiques satisfaisantes.

CHAPITRE 03

Commande vectorielle sans capteur

Chapitre 03

COMMANDE VECTORIELLE SANS CAPTEUR

III.1. Introduction :

Les différentes applications industrielles des variateurs synchrones du couple, de la vitesse et/ou de la position exigent des cahiers des charges extrêmement sévères. Par conséquent leurs performances statique et dynamique doivent être élevées. Pour assurer le bon fonctionnement de la commande il faut se disposer d'une excellente information provenant de la machine à contrôler. Cette information peut exiger des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles et qui demandent un traitement spécifique des signaux captés. Dans ces conditions et dans le cas où certaines grandeurs internes de la machine ne sont ni accessibles ni mesurables directement ces capteurs doivent être supprimés. Pour remédier, la technique d'automatique telle que l'application des estimateurs et des observateurs des états (vitesse, flux) sont utilisées pour la reconstitution des variables dans les différentes structures de commandes dite performante.

Dans ce chapitre on présente la théorie de certains observateurs et estimateurs puis la validation par simulation numérique sous Matlab de l'observateur par mode glissant

III.2. Classification des observateurs :

Il existe de nombreuses techniques d'observation. Elles diffèrent en fonction de la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), de l'environnement considéré (déterministe ou stochastique) et, enfin, de la dimension du vecteur d'état à estimer (complet ou réduit).

En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories [38] :

- **Observateurs pour les systèmes linéaires :**

Ce sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice "A" du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur d'état et le filtre de Kalman se basent sur cette approche.

- **Observateurs pour les systèmes non linéaires :**

Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour pallier cette difficulté. Comme les observateurs à structure variables (modes glissants, MRAS).

III.3. Types des observateurs :

En fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs peuvent être classés en deux familles [22]:

III.3.1. Observateurs de type déterministes :

L'observateur déterministe prend deux formes différentes :

- **Observateurs d'ordre complet** : pour lequel toutes les variables d'état du système sont reconstruites les performances de cette structure dépendent bien évidemment du choix de la matrice des gains [2], ce type d'observateurs nécessite un temps d'exécution relativement long.
- **Observateurs d'ordre réduit** : Les observateurs d'ordre réduit obtenus en ne considérant que les équations décrivant les modes non mesurables, qui donnent des informations sur les deux variables d'état. Ce type d'observateurs nécessite moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet.

III.3.2. Observateurs de type stochastiques :

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application [36]. Le filtre de Kalman est un observateur d'état optimal pour un contexte stochastique défini, il permet la reconstruction de l'état d'un système à partir des signaux d'entrée et de mesures, à l'aide de son modèle dynamique échantillonné [35].

III.4. Commande sans capteur mécanique de la MSAP:

Des commandes à rendement élevé pour la machine synchrone peuvent être mises en application au moyen de contrôleurs de vitesse/flux. La commande vectorielle est une Commande basée sur les courants, les flux et la vitesse mécanique. Des capteurs mécaniques employés pour mesurer la vitesse mécanique, réduisent la robustesse et la fiabilité d'entraînement de la machine synchrone et augmentent son coût ainsi que la complexité des montages. Par conséquent, durant cette dernière décennie, les commandes sans capteur mécanique de la machine synchrone (sans mesure de vitesse), sont devenues un sujet important et un attrayant champ de la perspective industrielle. Dans cette partie on va présenter la validation par simulation numérique de l'observateur déterministe à

mode glissant incorporés au sein de la commande vectorielle, ceci nous permettra de réaliser une commande sans capteur de vitesse. Dans le même contexte la robustesse de la commande sans capteur sera prise en considération.

III.4.1. Observateur d'état :

Un observateur d'état est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur comme le montre la figure (III.1) [23].

Les grandeurs représentées sur la figure (III.1), représentent respectivement :

- Un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur,

Un vecteur d'état x constitué des grandeurs à observer,

- Un vecteur de sortie y dont les composantes sont mesurables (tensions, courants).

La mise en équation de l'observateur conduit à la forme suivante [23]:

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \hat{A}\hat{x} + BU + G \cdot \varepsilon \\ \hat{y} = C\hat{x} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Le principe de construction d'un tel observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation dans l'équation (III.1) en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite.

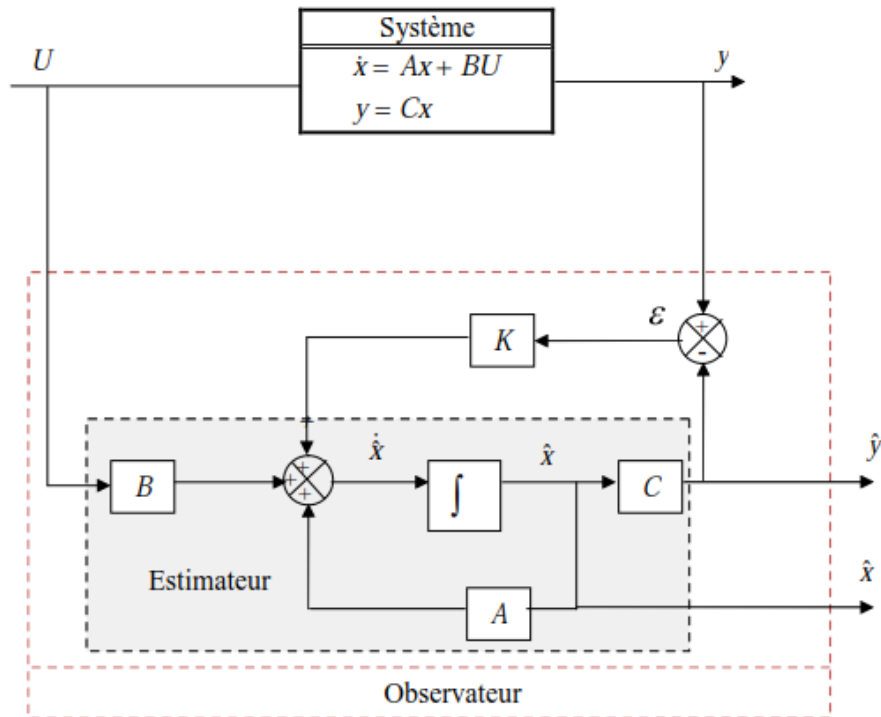


Figure III.1 : Schéma bloc d'un observateur d'état.

III.4.2. Observateur adaptatif MRAS :

L'observateur basé sur la technique MRAS (Système Adaptatif avec Modèle de Référence) est une technique utilisée pour l'estimation des variables d'état de la machine. Les sorties du modèle de référence sont comparées avec celles d'un modèle adaptatif (ajustable), avec un mécanisme d'adaptation. Le traitement de l'erreur issue de cette comparaison permet de générer la vitesse de rotation qui est utilisée pour ajuster le modèle adaptatif [35]. Le MRAS a été initialement introduite pour la machine asynchrone par C. Schauder en 1989[37].

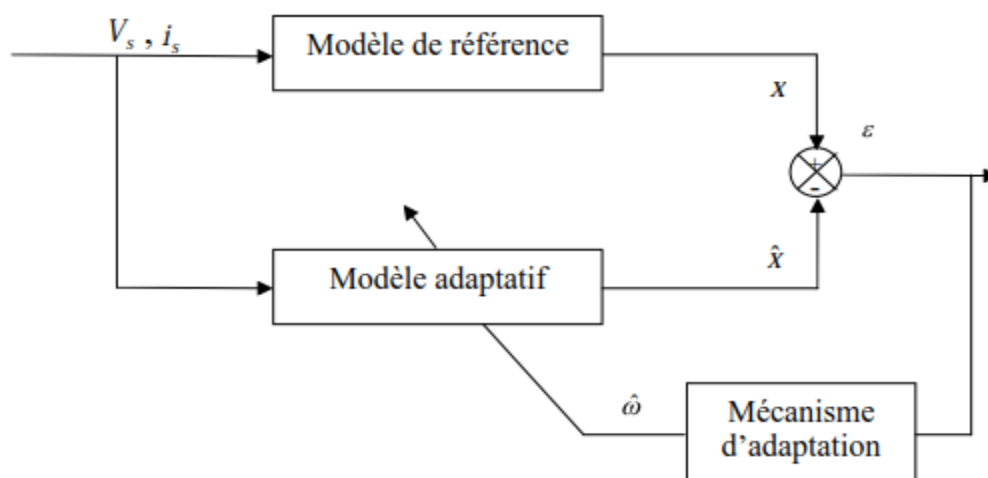


Figure III.2: Structure MRAS pour l'estimation de la vitesse.

III.4.3. Filtre de Kalman :

III.4.3.1. Principe de base :

Dans la famille des observateurs, le filtre de Kalman présuppose la présence de bruits sur l'état et sur la sortie. La présence naturelle de bruits lorsqu'une machine synchrone à aimant permanent est pilotée par un onduleur représente un argument pour ce choix. Nous présenterons ici une structure du filtre de Kalman classique [39], Les seules grandeurs de mesures sont les courants statoriques. Dans l'approche stochastique, il y a un lien très précis entre le placement des pôles de l'estimateur et les paramètres statistiques des bruits. En effet, étant donné la description des bruits, le choix de la matrice K_f est optimal au sens de la variance minimale des valeurs estimées, ainsi dans le stochastique on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits de mesure.

La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe.

III.4.3.2. Discrétisation du modèle :

Le filtre de Kalman est un algorithme récursif de traitement des données qui génère, à partir d'un ensemble de mesures bruitées, l'estimation des variables d'états d'un système dynamique. Etant donné que ce filtre doit être utilisé en temps réel, nous utilisons l'algorithme discret. Pour cela on suppose que l'entrée de commande est constante entre les instants $(k-1)T_e$ et kT_e . Cette hypothèse fait introduire un échantillonnage / blocage de l'entrée dans le cas où la période d'échantillonnage est régulière [32]. Donc le modèle discret est exprimé par [32]:

$$\begin{cases} X((k+1)T_e) = F.X(kT_e) + H.U(kT_e) \\ Y(kT_e) = C.X(kT_e) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Pour simplifier la notation on remplace (kT_e) par (k) , le système (III.2) devient :

$$\begin{cases} X(k+1) = F.X(k) + H.U(k) \\ Y(k) = C.X(k) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Où la matrice F est déduite de la matrice de transition d'état $\phi(t)$ dans laquelle on remplace le temps t par la période d'échantillonnage T_e , on obtient ainsi :

$$\begin{cases} F = \phi(T_e) \\ H = \psi(T_e).B \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Or la matrice de transition d'état est calculée par la transformée inverse de la Laplace

$$\phi(t) = L^{-1}((SI - A)^{-1}) \quad (\text{III.5})$$

La matrice $\psi(t)$ est donnée par :

$$\psi(t) = \int_0^{T_e} \phi(\tau) d\tau \quad (\text{III.6})$$

III.4.4. Observateur par mode glissant :

Une des classes les plus connues des observateurs non linéaires robustes est celle des observateurs à modes glissants. Un observateur à modes glissants est un observateur dont le terme correcteur est une fonction "sign" discontinue. Ce type d'observateur est basé sur la théorie des systèmes à structure variable. Le principe des observateurs à modes glissants consiste à contraindre, à l'aide de fonctions discontinues, les dynamiques d'un système d'ordre 'n' à évoluer en temps fini sur une variable S , de dimension $(n-p)$, dite surface de glissement. Cette variable est définie ($S = \{x | s(x, t) = 0\}$). L'attractivité et l'invariance de cette surface est assurée par des conditions appelées conditions de glissement. Si ces conditions sont vérifiées, le système converge vers la surface de glissement et y évolue selon une dynamique d'ordre $(n-p)$. Dans les cas des observateurs à modes glissants, les dynamiques concernées sont celles de l'erreur d'observation de l'état $\varepsilon = X - \hat{X}$, où ε est l'erreur, x est l'état et \hat{x} est l'estimation de l'état [23]. On impose l'évolution de ces dynamiques sur une variété sur laquelle l'erreur d'estimation de la sortie $\varepsilon = y - \hat{y}$, est nulle. Les dynamiques sur cette variété sont stabilisées, ou assignées, de manière à borner ou annuler le reste de l'erreur d'estimation [22].

III.4.4.1. Modélisation de l'observateur mode glissant :

Cet observateur est basé sur le modèle complet de la MSAP. Le modèle (I.18) est utilisé pour la commande. En utilisant la transformation de Concordia, le modèle de la MSAP dans le repère (α, β) est donné par les équations suivantes [23]:

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} - \frac{e_\alpha}{L_s} + \frac{1}{L_s} v_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{e_\beta}{L_s} + \frac{1}{L_s} v_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Où e_α et e_β sont les forces électromotrices :

$$\begin{cases} e_\alpha = -\varphi_f \omega \sin \theta_e \\ e_\beta = -\varphi_f \omega \cos \theta_e \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

le couple électromagnétique C_e est alors écrit dans un repère fixe (α, β) :

$$C_e = \frac{3}{2} P \varphi_f (i_{s\alpha} \cos \theta_e - i_{s\beta} \sin \theta_e) \quad (\text{III.9})$$

L'équation mécanique associée est donnée par :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} C_e - \frac{f}{J} \omega - \frac{1}{J} C_r \quad (\text{III.10})$$

À partir des équations (III.7) et (III.8) modèle d'état s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{P\varphi_f}{L_s} \omega \sin \theta_e + \frac{1}{L_s} v_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{P\varphi_f}{L_s} \omega \cos \theta_e + \frac{1}{L_s} v_{s\beta} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{3P\varphi_f}{2J} (i_{s\beta} \cos \theta_e - i_{s\alpha} \sin \theta_e) - \frac{f}{J} \omega - \frac{1}{J} C_r \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$\theta_e = P\theta \quad (\text{III.12})$$

L'observateur peut être synthétiser sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{s\alpha} + \frac{P\varphi_f}{L_s} \hat{\omega} \sin \hat{\theta}_e + \frac{1}{L_s} v_{s\alpha} + k_1 \text{sign}(\tilde{i}_{s\alpha}) \\ \frac{d\hat{i}_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{s\beta} - \frac{P\varphi_f}{L_s} \hat{\omega} \cos \hat{\theta}_e + \frac{1}{L_s} v_{s\beta} + k_1 \text{sign}(\tilde{i}_{s\beta}) \\ \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{3P\varphi_f}{2J} (\hat{i}_{s\beta} \cos \hat{\theta}_e - \hat{i}_{s\alpha} \sin \hat{\theta}_e) - \frac{f}{J} \hat{\omega} - \frac{1}{J} C_r + k_2 \text{sign}(\tilde{i}_{s\alpha}) + k_2 \text{sign}(\tilde{i}_{s\beta}) \\ \frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

$$\text{Où : } \tilde{i}_{s\alpha} = i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} \text{ et } \tilde{i}_{s\beta} = i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} \quad (\text{III.14})$$

k_1 et k_2 sont les gains de l'observateur.

La surface de glissement S est définie par :

$$S = [s_1 \quad s_2]^T [i_{s\alpha} \quad -\hat{i}_{s\alpha} i_{s\beta} \quad -\hat{i}_{s\beta}]^T \quad (\text{III.15})$$

Le modèle de l'OMG sous la forme d'équation d'état est :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{\theta} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\omega} \\ \hat{\theta} \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ C_r \end{bmatrix} + k \text{sign} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

$$\text{Avec : } B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad k = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_1 \\ k_2 & k_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = A_1 + A_2 + A_3 = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \sin\theta_e \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{P\varphi_f}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-3P\varphi_f}{2J} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \cos\theta_e \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-P\varphi_f}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{3P\varphi_f}{2J} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

- **Détermination des gains :**

Les dynamiques des erreurs d'estimation, obtenues par la différence entre l'équation (III.11) et l'équation (III.13), sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\tilde{i}_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{s\alpha} + \frac{P\varphi_f}{L_s} (\omega \sin\theta_e - \hat{\omega} \sin\hat{\theta}_e) - k_1 \text{sign}(\tilde{i}_{s\alpha}) \\ \frac{d\tilde{i}_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} \hat{i}_{s\beta} - \frac{P\varphi_f}{L_s} (-\omega \cos\theta_e + \hat{\omega} \cos\hat{\theta}_e) - k_1 \text{sign}(\tilde{i}_{s\beta}) \\ \frac{d\tilde{\omega}}{dt} = \frac{3P\varphi_f}{2J} [(i_{s\beta} \cos\theta_e - i_{s\alpha} \sin\theta_e) - (\hat{i}_{s\beta} \cos\hat{\theta}_e - \hat{i}_{s\alpha} \sin\hat{\theta}_e)] - \frac{f}{J} \tilde{\omega} - k_2 \text{sign}(\tilde{i}_{s\alpha}) - k_2 \text{sign}(\tilde{i}_{s\beta}) \\ \frac{d\tilde{\theta}}{dt} = \omega - \hat{\omega} \end{array} \right. \quad (\text{III.18})$$

$$\text{Où : } \tilde{\omega} = \omega - \hat{\omega} \quad \text{et} \quad \tilde{\theta} = \theta - \hat{\theta}$$

Pour prouver la stabilité du système autrement dit la convergence de l'observateur, on considère la fonction de Lyapunov suivante [28] :

$$V_L = \frac{1}{2}(\tilde{i}_{s\alpha}^2 + \tilde{i}_{s\beta}^2 + \tilde{\omega}^2 + \tilde{\theta}^2) \quad (\text{III.19})$$

le système (III.15) est stable si $\dot{V} < 0$

$$\frac{dV}{dt} = \tilde{i}_{s\alpha} \frac{d\tilde{i}_{s\alpha}}{dt} + \tilde{i}_{s\beta} \frac{d\tilde{i}_{s\beta}}{dt} + \tilde{\omega} \frac{d\tilde{\omega}}{dt} + \tilde{\theta} \frac{d\tilde{\theta}}{dt}$$

$$\begin{aligned} \frac{dV}{dt} = & -a_1 \tilde{i}_{s\alpha}^2 + a_2 \tilde{i}_{s\alpha} (\omega \sin \theta_e - \hat{\omega} \sin \hat{\theta}_e) - k_1 |\tilde{i}_{s\alpha}| - a_1 \tilde{i}_{s\beta}^2 + a_2 \tilde{i}_{s\beta} (\omega \cos \theta_e - \hat{\omega} \cos \hat{\theta}_e) - k_1 |\tilde{i}_{s\beta}| \\ & - a_4 \tilde{\omega}^2 + a_3 \tilde{\omega} [(i_{s\beta} \cos \theta_e - i_{s\alpha} \sin \theta_e) - (\hat{i}_{s\beta} \cos \hat{\theta}_e - \hat{i}_{s\alpha} \sin \hat{\theta}_e)] - \tilde{\omega} k_2 \text{sign}(\tilde{i}_{s\alpha}) - \\ & \tilde{\omega} k_2 \text{sign}(\tilde{i}_{s\beta}) + \tilde{\theta} \tilde{\omega} \end{aligned}$$

Où:

$$a_1 = \frac{R_s}{L_s}, a_2 = \frac{P\varphi_f}{L_s}, a_3 = \frac{3P\varphi_f}{2J}, a_4 = \frac{f}{J}$$

Selon [28], on pose:

$$\begin{aligned} |\omega \sin \theta_e - \hat{\omega} \sin \hat{\theta}_e| & < 2\omega_{max} \\ |\tilde{i}_{s\alpha} (\omega \sin \theta_e - \hat{\omega} \sin \hat{\theta}_e)| & < 4i_{max}\omega_{max} \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

Où :

$$|\tilde{i}_{s\alpha}| = |\tilde{i}_{s\beta}| < 2u_{max} \text{ et de la même façon :}$$

$$|\tilde{i}_{s\beta} (\omega \cos \theta_e - \hat{\omega} \cos \hat{\theta}_e)| < 4i_{max}\omega_{max}$$

$$\tilde{\omega} |[(\text{sign}(\tilde{i}_{s\alpha}) + \text{sign}(\tilde{i}_{s\beta}))]| < 4\omega_{max} \quad (\text{III.21})$$

$$\tilde{\omega} |[(i_{s\beta} \cos \theta_e - i_{s\alpha} \sin \theta_e) - (\hat{i}_{s\beta} \cos \hat{\theta}_e - \hat{i}_{s\alpha} \sin \hat{\theta}_e)]| < 8i_{max}\omega_{max}$$

$$|\tilde{\theta} \tilde{\omega}| = 4\theta_{max}\omega_{max}$$

Ces conditions étant satisfaites au temps $t = 0$, il est possible de déterminer alors les gains de l'observateur qui permettront d'imposer la convergence de l'observateur pour $t > 0$. Pour cela, étant donné que :

$$\begin{aligned} -a_1 \tilde{i}_{s\alpha}^2 &< 0 \\ -a_1 \tilde{i}_{s\beta}^2 &< 0 \\ -a_4 \tilde{\omega}^2 &< 0 \end{aligned}$$

Il suffit de prendre k_1 et k_2 comme suit :

$$\begin{cases} k_1 > 4a_2\omega_{max} \\ k_2 > \left| 2a_3i_{max} + \frac{\theta_{max}}{2} \right| \end{cases} \quad (III.17)$$

III.5. Commande vectorielle sans capteur par observateur mode glissant :

L'observateur mode glissant (OMG) peut être introduit dans une boucle de commande de la MSAP, afin d'observer ses variables. Le schéma de la figure (III.2) illustre une structure générale d'une commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MSAP associé à un observateur à mode glissant. Les figures (II.3) et (III.4) représente les schémas de simulation sous Matlab

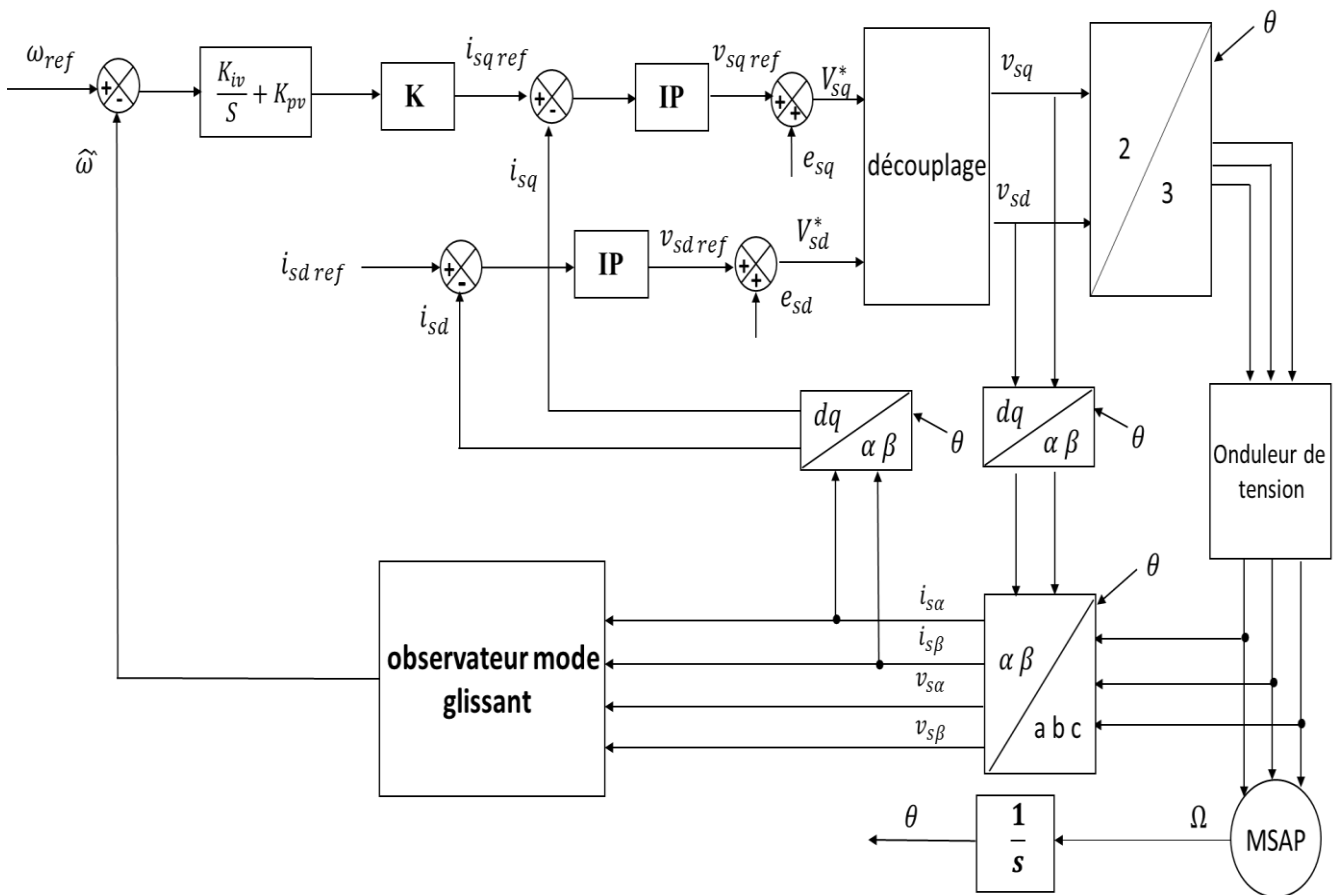


Figure III.3 : Régulation de vitesse par la FOC d'une MSAP associé à un OMG.

III.5.1. Résultats de simulation :

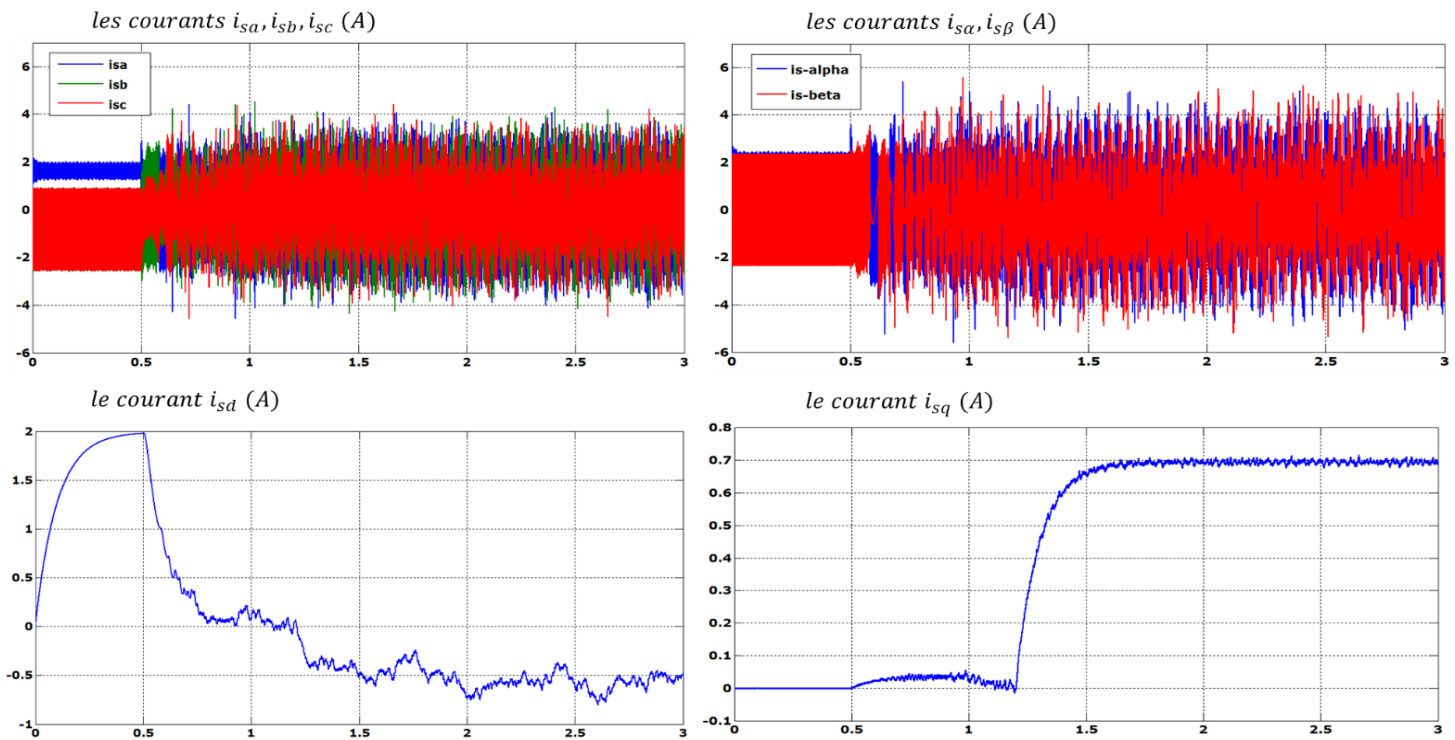


Figure III.6.a : Résultats de simulation des courants (teste rampe).

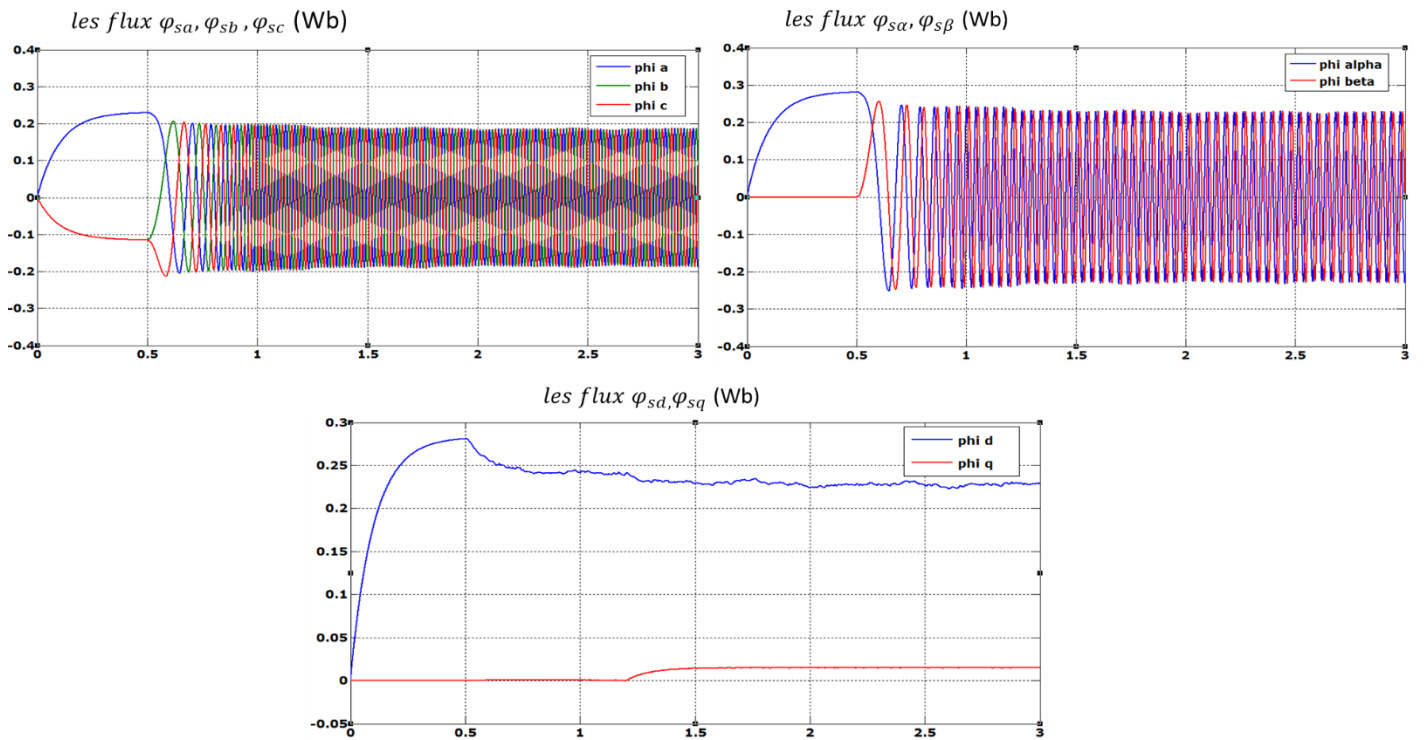


Figure III.6.b : Résultats de simulation des flux (teste rampe).

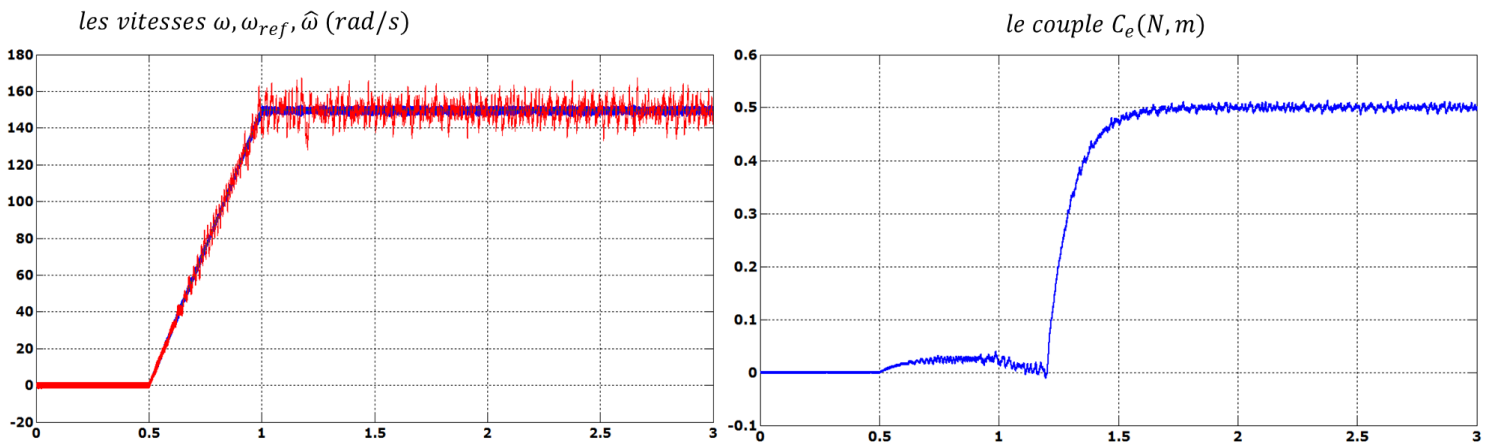


Figure III.6.c : Résultats de simulation des comportements (teste rampe).

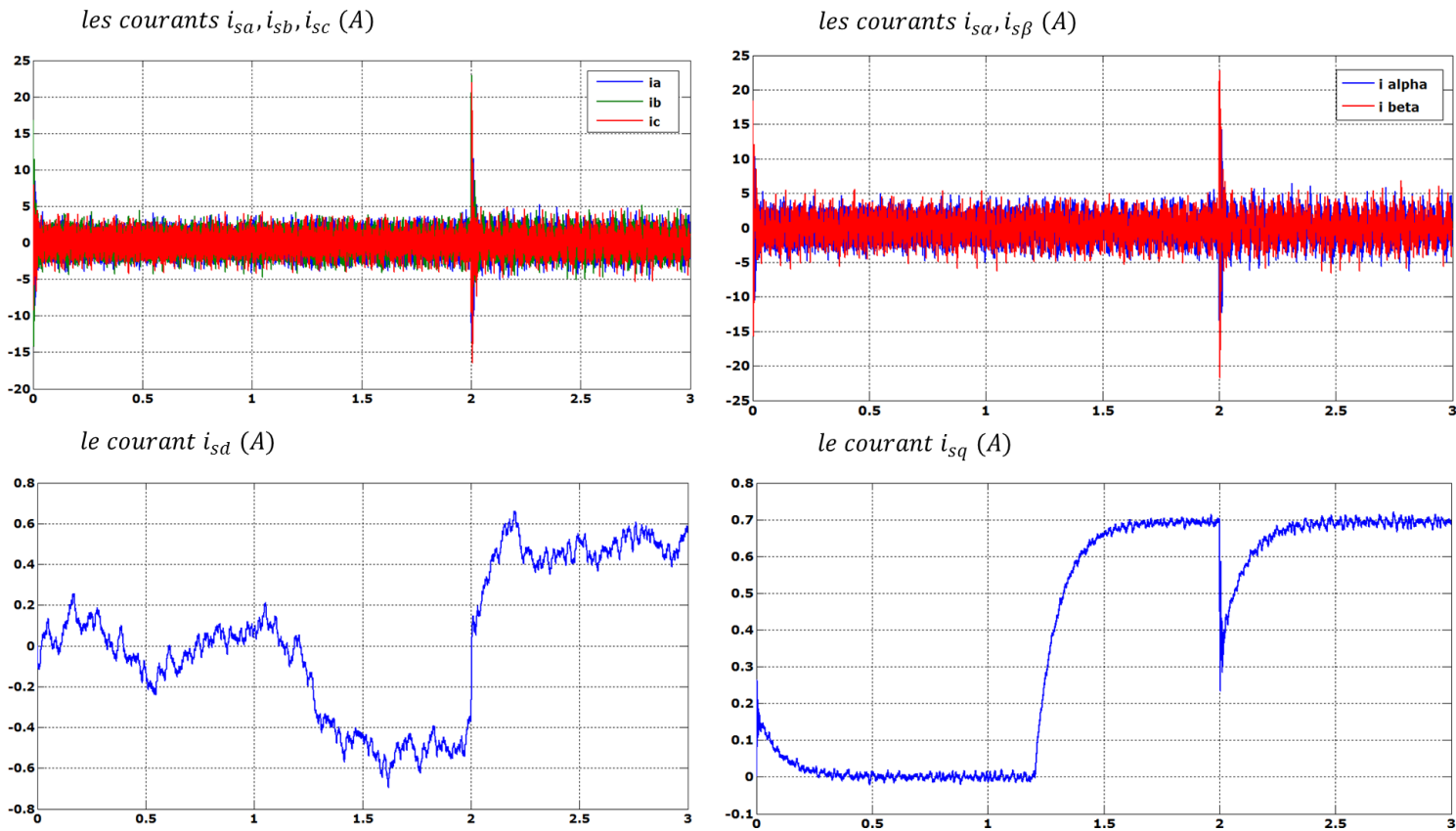


Figure III.7.a : Résultats de simulation des courants (teste échelon).

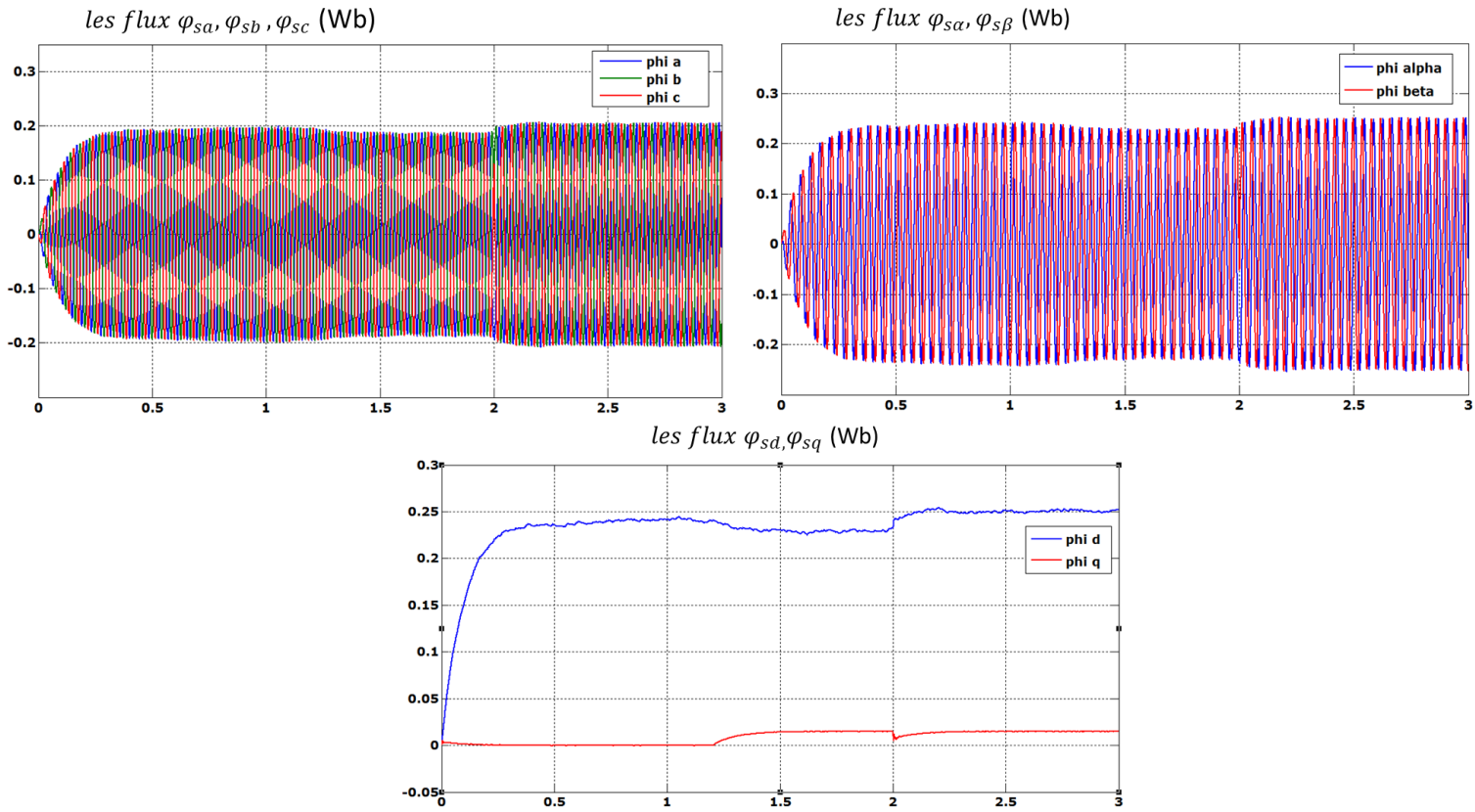


Figure III.7.b : Résultats de simulation des flux (teste échelon).

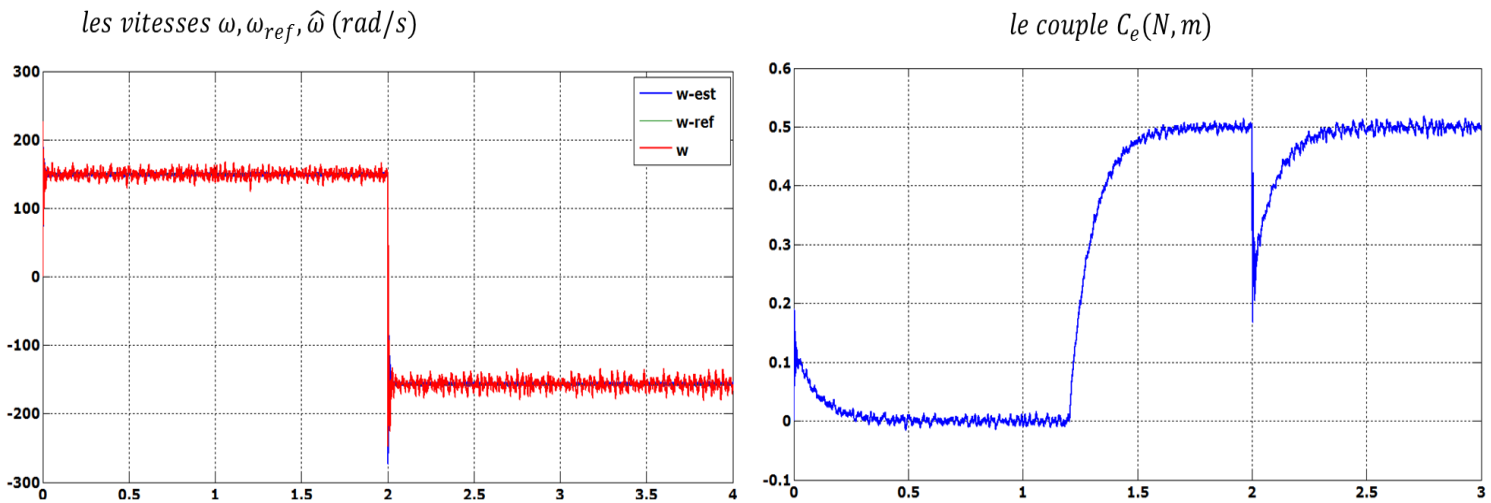


Figure III.7.c : Résultats de simulation des comportements (teste échelon).

Les résultats de simulation sont illustrés par les figure (III.6-7), on remarque la vitesse s'établi d'une façon normale pour les deux tests (échelon et rampe). Le phénomène de chattring est apparu au niveau de la vitesse et les courant cela est due à la non linéarité de l'observateur par la présence de la fonction sign. On constate aussi que le système est très rapide ce qui explique les dépassements enregistrés au niveaux de la vitesse vis-à-vis la vitesse de référence. Les flux estimés sont bien sinusoïdaux est de valeurs correcte. D'après les résultats obtenus on peut confirmer que le test à un échelon de vitesse est très sévère, ce qui rend peut-être la validation expérimentale très difficile par à rapport à une rampe de vitesse.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présente les type d'observateur telle que observateurs linéaires, non linéaires, observateurs d'ordre complète d'ordre réduit etc. et mis en œuvre un observateur par mode glissant.

Nous avons montré également qu'il est possible de synthétiser une estimation de la vitesse à partir d'un observateur par mode glissant.

Globalement, pour la commande sans capteur de vitesse, les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont acceptables.

Conclusions générales

CONCLUSIONS GENERALES

Conclusions générales :

Le but de cette étude était de réaliser la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent sans capteur en vue d'une intégration dans des simulateurs à temps réel.

Ceci a été réalisé par le développement d'un environnement de simulation comprenant la synthèse de deux techniques pour observer la vitesse d'une machine synchrone à aimant permanent par la commande vectorielle (VC) associée à des régulateurs PI, les deux techniques sont :

- Un capteur mécanique
- Un observateur à mode glissant (OMG).

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la modélisation de la MSAP avec la transformation de Park pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électriques, électromagnétiques et mécanique de la machine. Les résultats de la simulation du modèle de la machine à vide et en charge sont dans l'ensemble acceptables ce prouve la faisabilité du modèle mathématique de la machine. Les résultats de simulation présentés au deuxième chapitre confirment la robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis l'application de la charge, les courants sont bien sinusoïdaux et de même pour les flux statorique.

En fin pour la commande sans capteur de vitesse par l'introduction de l'observateur par mode glissant, on remarque, que la poursuite de la vitesse de référence se fait normalement seulement on constate des phénomènes de chattering qui sont dues à la non linéarité de l'observateur et principalement à la fonction Sign. Même les courant et les flux ne sont pas bien sinusoïdaux.

En effet, grâce à un observateur à modes glissants, on a pu obtenir une commande sans capteur fonctionnelle. Les résultats de simulation montrent que l'observateur utilisé a de bonnes performances.

Enfin, on propose quelques perspectives pour l'avenir :

- ❖ L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique,
- ❖ L'utilisation des techniques d'intelligences artificielles telles que les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques et d'autre technique d'observation et estimation et de réaliser la comparaison entre ses techniques afin de juger la quelle parmi elles la plus performante,

- ❖ L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés

Annexe

Paramètre de la machine utilisée en simulation :

R_s	5.2 Ω ,
L_d	0.0215 H
L_q	0.0215 H
J	85 e-6 kg.m ²
f	0
P	2
φ_f	0.24 Wb
L_s	0.0215 H

Tous les résultats sont testés par simulation numérique dans l'environnement MATLAB/SIMULINK 7.4 en utilisant les méthodes de discrétisation Range-kutta avec une pas de 10^{-4}

La commande vectorielle :

- Régulation de courants

$$k_i = 3(R_s/t_{rep})$$

$$k_p = 3(L_s/t_{rep})$$

- Régulation de la vitesse:

$$k_{iv} = 71.4286$$

$$k_{pv} = 0.0017$$

Les gains de l'observateur par mode glissant :

$$k_1 = 0.20$$

$$k_2 = 0.10$$

Références bibliographiques

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] A. Ben Brahim, “Commande prédictive généralisée d’une machine synchrone à aimants permanents”, Thèse de Magister, Université de Batna, 2009.
- [2] K. Nabti, “Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone”, Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [3] Mr Ameer aissa, ” Commande Sans Capteur De Vitesse Par Dtc D’une Machine Synchrone A Aimants Permanents Dotée D’un Observateur D’ordre Complet A Modes Glissants”, Thèse de Magister, Université de Batna, 2005.
- [4] Z. Lagoune, “Commande par hysteresis d’une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell-simplorer”, Thèse de Master, Université de Setif-1, 2011.
- [5] A. Kassatkine, "Electrotechnique élémentaire ", Edition Mir, Moscou 1987.
- [6] Mr. Noureddine bounasla, ‘‘Commande par Mode de Glissement d’Ordre Supérieur de la Machine synchrone à Aimants Permanents’’ Thèse de Master, Université de Setif-1, 2014
- [7] R. Saou, “Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux“, Thèse de doctorat d’état, ENP d’Alger, 2008
- [8] BOUKAIS Boussad, « contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM) », Thèse de doctorat à université MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU, Février 2012
- [9] B. Singh B.P. Singh, S. Dwivedi, “A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines” IE(I) Journal–EL, pp. 63-73, vol87, June 2006.

- [10] Mr. Bardadi B. Mansour''Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel'', Thèse de Magister, Université de Oran-2015
- [11] R. Abdessemed, "Modélisation et simulation des machines électriques", Presse de Université de Batna, 2011.
- [12] F. Benchabane, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [13] G. Sturtzer, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés", Ellipses Edition, Markty. S. A, 2000.
- [14] J. P. Caron, et J. P. Hautier, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Edition Technip, Paris 1995.
- [15] H. Mohammed Ilyes, '' Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents(MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant'', Thèse de Magister, Université Mohamed Khider – Biskra
- [16] M.S. Merzoug, " Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)" , Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [17] N. Benyahia, K. Srairi, S. M. Mimoune, " Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", pp.147-150, N°06, Juin 2005.
- [18] A. Aoufi, " Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011.
- [19] M. Larbi, S. Hassaine, B. Mazzari, " Commande par modèle interne avec observateur d'une machine synchrone à aimants permanents", Acta Electrotechnica, volume 50, nombre 2, 2009.
- [20] D. Lahouel, " Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants

Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.

[21] George Ellis, "Observers in Control Systems, A Practical Guide", Academic Press, An imprint Elsevier Science, Copyright 2002, Elsevier Science (USA)

[22] A. Ameer," Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.

[23] F. Bouchafaa," Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.

[24] M. Sebba, A.Chaker, Y. Meslem, S. Hassaine "Commande en Vitesse du Moteur Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Etat de LUENBERGER", article de 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007

[25] A. Kaddouri," Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.

[26] N. Boukhalfa, "Synthèse d'observateurs : application au diagnostic de défauts, " mémoire de magister. Université de Tizi ouzou.

[27] M. Sebba, A. Chaker, " Commande Prédictive Généralisée du MSAP ", Journées Nationales sur l'Electrotechnique et l'Automatique, JNEA'2006, Oran, Algérie 2006

[28] M. Ezzat," Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.

[29] H. BUHLER, "Conception des systèmes automatiques", Press Polytechniques Romandes, 1988.

[30] M. Chakib Sosse Alaoui, "Commande et Observateur par Modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur, " thèse de doctorat. Université Sidi Mohammed Ben Abdellah. Maroc. 2009.

- [31] Franck Morand, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la Commande des machines asynchrones », Thèse de doctorat, soutenue à l'université de Lyon, France, le 07 janvier 2005
- [32] Canudas Carlos de wit, « Commande des moteurs asynchrones 2, Optimisation Discrétisation et Observateur », Edition Hermes science, Europe Ltd, Paris, 2000.
- [33] Gi-Won Chang, Gerardo Espinosa-Pérez, Eduardo Mendes, and Romeo Ortega, « Tuning Rules for the PI Gains of Field-Oriented Controllers of Induction Motors » *IEEE transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 3, pp.592-602, June 2000
- [34] A. Golea, " Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines ", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994.
- [35] Beddiaf yassin, " validation experimentale d'estimateurs et d'observateurs robustes de flux et de vitesse pour une machine asynchrone" thèse de doctorat. Université de batna 2
- [36] R. W. de Doncker and D. W. Novotny « The Universal Field Oriented Controller, » *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No.1, pp. 92-100, January - February. 1994.
- [37] C. Schauder, « Adaptive speed identification for vector control of induction motor without rotational transducers, » *IEEE Transactions Industry Applications*, Vol. 28, No. 5, pp. 1054–1061, September – October 1992.
- [38] L. Litim, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur Mécanique", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [39] Jogenda. Singh. thongam, « Commande de haute performance sans capteur d'une machine asynchrone », Thèse de doctorat, soutenue à l'université de Québec, Juin 2006.