



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electromécanique
Electromécanique

Réf. :

Présenté et soutenu par :

Zine Haider
Touti Abdessalam

Le :

Commande Vectorielle et à Mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents. Simulation et Implémentation expérimentale

Jury :

Mr. Bourek Amor	Professeur	Université de Biskra	Encadreur
Mr. Ishaq Amrani	MCA	Université de Biskra	Président
Mr. Ahmed cheriet	Professeur	Université de Biskra	Examineur

Année universitaire :2024– 2025
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electromécanique
Option : Electromécanique

Thème :

Commande Vectorielle et à Mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents. Simulation et Implémentation expérimentale

Proposé par :

Pr. Bourek Amor

Dirigé par : Pr. Bourek Amor

République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electromécanique
Option : Electromécanique

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

**Commande Vectorielle et à Mode glissant de la machine synchrone
à aimants permanents (MSAP). Simulation et Implémentation
expérimentale**

Présenté par :

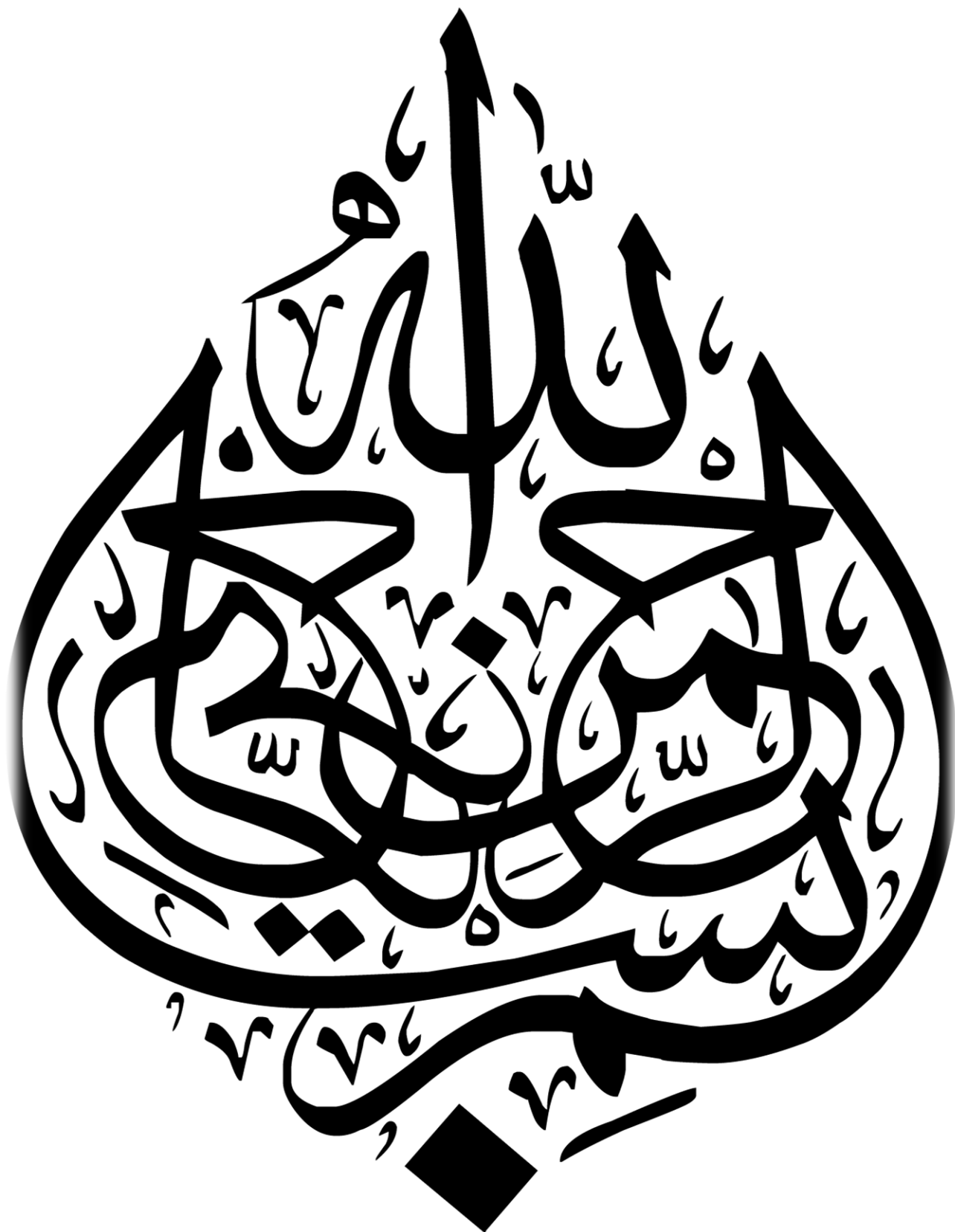
Zine Haider
Touti Abdessalam

Avis favorable de l'encadreur :

Signature:

Avis favorable du Président du Jury

Signature:



Remerciements

Remerciements

Avant tout, nous remercions Dieu, le Tout-Puissant, pour nous avoir accordé la force, la patience, la volonté et la santé tout au long de notre parcours. C'est par Sa grâce que ce travail a pu voir le jour.

Nous exprimons notre profonde gratitude à Monsieur Bourk Omar pour les efforts considérables qu'il a déployés, ainsi que pour ses orientations pertinentes, ses conseils précieux et ses encouragements constants, qui ont grandement contribué à la réalisation de ce projet.

Nos remerciements vont aussi aux membres du jury pour l'évaluation de ce travail et de son enrichissement par leurs observations et remarques constructives. Nous adressons également nos sincères remerciements à l'ensemble des enseignants et au personnel du Département de Génie Électrique pour la qualité de leur encadrement tout au long de notre formation académique. Enfin, nous tenons à remercier chaleureusement nos amis et collègues pour leur soutien moral et leurs encouragements continus, qui nous ont permis d'atteindre cet objectif.

Dédicace

Dédicace

À ceux qui ont été notre appui, notre inspiration et notre source de force tout au long de ce parcours, nous dédions humblement ce travail :

À nos chers parents,

En reconnaissance pour leur amour inconditionnel, leurs sacrifices constants, leurs prières sincères et leur soutien sans faille. Ce travail est avant tout le fruit de leur patience et de leur dévouement.

À nos frères et sœurs,

Pour leur présence chaleureuse, leurs encouragements et leur affection tout au long de notre chemin.

À nos enseignants respectés,

Qui ont su nous guider, nous transmettre leur savoir avec passion et nous accompagner dans notre progression.

À nos amis et collègues,

Pour les moments partagés, l'entraide, et leur soutien indéfectible durant cette aventure.

À toutes les personnes qui ont cru en nous,

Merci du fond du cœur.

Nous vous offrons ce travail comme témoignage de notre gratitude et de notre reconnaissance.

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I

Figure I.1	Classification des machines électriques
Figure I.2	Les machines synchrone à pôles lisses
Figure I.3	Les machines synchrone à pôles saillant
Figure I.4	Stator et rotor de la machine à aimants permanents
Figure I.5	Machine Synchrone à aimants permanents en surface
Figure I.6	Machine Synchrone à aimants permanents insérés
Figure I.7	Machine Synchrone à aimants permanents enterrés
Figure I.8	Machine Synchrone à aimants à concentration du flux
Figure I.9	Courbe de désaimantation d'un aimant permanent
Figure I.10	Schéma de la MSAP dans le repère abc et dans le repère (d ,q) lié au rotor
Figure I.11	Machine équivalente au sens de Park
Figure I.12	Schéma Bloc de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé
Figure I.13	Résultat de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré-à vide.
Figure I.14	Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivie d'une application de charge de 10 N.m à $t = 0.5$ s.

Figure I.15	Schéma bloc de la conversion continue-alternative
Figure I.16	Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension simplifié
Figure I.17	Illustration de la MLI sinus-triangle
Figure I.18	Schéma équivalent de l'onduleur à MLI

Chapitre II

Figure II.1	schéma global de la commande vectorielle avec régulateurs PI appliquée à la msap
Figure II.2	Découplage par compensation
Figure II.3	Schéma de découplage par compensation détaillée
Figure II.4	Régulateur PI
Figure II.5	Boucle de régulation de courant I_q
Figure II.6	Boucle de régulation du courant I_d
Figure II.7	Boucle de régulation du la Vitesse
Figure II.8	Bloc de défluxage
Figure II.9	Simulation de la commande vectorielle en tension
Figure II.10	Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP démarrage à vide et en charge ($C_r=10 \text{ N.m}$) à $t=0.5\text{s}$ pour une consigne de vitesse de 100 rad/s
Figure II.10	ia ib ic a vide et en charge
Figure II.11	Zoom ia ib ic Démarrage à Vide et L'application de la charge
Figure II.12	Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP en Inversion du sens de rotation $t=0.2\text{s}$ sans charge

Figure II.13	ia ib ic en inversion du sens de rotation
Figure II.14	Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP sans charge et une consigne de 160 rad/s (défluxage) à t=0.2s
Figure II.15	ia ib ic avec une consigne de 160 rad/s (défluxage) à t=0.2s

Chapitre III

figure III.1	Différents mode pour la trajectoire dans le plant de Phase
figure III.2	Convergence du système glissant
figure III.3	Commande équivalente et commande réelle
figure III.4	Commande discontinue
figure III.5	Surface de glissement et la commande discontinue
figure III.6	Schéma global du réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces
Figure III.7	<i>Simulation de la commande par mode glissant</i>
Figure III.8	Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP démarrage a vide et en charge ($C_r=10$ N.m) à t=0.5s pour une consigne de vitesse de 100 rad/s
Figure III.9	ia ib ic à vide et en charge
Figure III.10	zoom ia ib ic
Figure III.11	Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP en Inversion du sens de rotation t=0.2s sans charge
Figure III.12	ia ib ic inversion
Figure III.13	Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP une consigne de 160 rad/s (défluxage) à t=0.2s

Figure III.14	ia ib ic défluxage
---------------	--------------------

IV. Validation expérimentale

Figure IV.1	Banc d'essai experimental
Figure IV.2	Alimentation triphasée
Figure IV.3	Capteurs de Courant
Figure IV.4	Onduleur de tension triphasé
Figure IV.5	Le Circuit adaptateur 5v/+15v
Figure IV.6	MSAP +Generatrice synchrone(charge)
Figure IV.7	Carte DSPACE 1104
Figure IV.8	Capteur de vitesse
Figure IV.9	Le logiciel control desk
Figure IV.10	la vitesse et la vitesse de référence à vide commande vectorielle
Figure IV.11	ia ib ic à vide commande vectorielle
Figure IV.12	id iq à vide commande vectorielle
Figure IV.13	vitesse et vitesse réf à vide et en charge commande vectorielle
Figure IV.14	id iq à vide et en charge commande vectorielle
Figure IV.15	ia ib ic à vide et en charge (commande vectorielle)
Figure IV.16	zoom ia ib ic en charge commande vectorielle
Figure IV.17	cem et cem ref à vide et en charge commande vectorielle
Figure IV.18	inversion de la vitesse. (Commande vectorielle)
Figure IV.19	ia ib ic en inversion de vitesse. (Commande vectorielle)
Figure IV.20	id iq en inversion de vitesse. (Commande vectorielle)
Figure IV.21	cem et cem ref en inversion de vitesse. (Commande vectorielle)
Figure IV.22	vitesse et la vitesse ref du démarrage à vide (commande mode glissant)
Figure IV.23	ia ib ic du démarrage à vide (commande mode glissant)

Figure IV.24	id iq du démarrage à vide (commande mode glissant)
Figure IV.25	cem et cem ref du démarrage à vide commande mode glissant
Figure IV.26	la vitesse en charge commande mode glissant
Figure IV.27	id iq en charge commande mode glissant
Figure IV.28	ia ib ic à vide et en charge (commande mode glissant)
Figure IV.29	zoom ia ib ic en charge commande mode glissant
Figure IV.30	cem et cem ref à vide et en charge (commande mode glissant)
Figure IV.31	inversion de la vitesse (commande mode glissant)
Figure IV.32	ia ib ic en inversion (commande mode glissant)
Figure IV.33	id iq en inversion (commande mode glissant)
Figure IV.34	cem et cem ref en inversion commande mode glissant

Liste des symboles

Liste des symboles

MSAP	Machine Synchrone Aimants Permanents.
PI	Régulateur Proportionnel Integrative.
PID	Régulateur Proportionnel Integrative Derivative.
MLI	Modulation de largeur d'Impulsions.
CSV	commande à structure variable.
MC	Mode de convergence.
MG	Mode de glissement.
MRP	Mode de Régime permanent.
FTBO	Fonction de Transfert en boucle ouverte.
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée
a, b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.
d, q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature.
p	Nombre de paires de pôles.
θ	Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator
$[p(\theta)]$	Matrice de transformation de Park.
$[p(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park.
$[V_{abc}]_s$	Vecteur tensions statoriques.
V_s	Tension statorique.
V_{ds}, V_{qs}	Tensions statoriques sur l'axe direct et enquadrature.
I_a, I_b, I_c	Courant statorique de la phase a, b, c .
$[i_{abc}]_s$	Vecteur courants statoriques.
i_{ds}, i_{qs}	Courants statoriques d'axe direct et enquadrature.
$[\phi_{abc}]_s$	Vecteur des flux statoriques.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
L_s	Matrice d'inductances statoriques.
L_{s0}	Inductance propre d'une phase statorique.
L_{sa}, L_{sb}, L_{sc}	Inductances propres aux phases (a, b et c) respectivement.
M_{s0}	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}, M_{cb}$	Inductances mutuelles aux phases (a, b et c) respectivement.
L_d, L_q	Inductances d'axe directe et enquadrature.
Ω	Vitesse angulaire mécanique du rotor.
ω	Vitesse électrique du rotor
C_r	Couple résistant.
C_e	Couple électromagnétique.
J	Moment d'inertie de la partie tournante.
F_r	Coefficient de frottement.
P_e	La puissance électrique absorbée
$[A]$	Matrice fondamentale qui caractérise le système.
$[B]$	Matrice d'entrée.
$[U]$	Vecteur de commande.
$[X]$	Vecteur des variables d'état.
$[C]$	Matrice de transfert.
U_r	Tension de reference.

U_p	Tension de porteuse.
$S(t)$	Signal MLI resultant.
f_p	Fréquence de la porteuse.
s	Opérateur de Laplace.
k_p	Gain proportional.
k_i	Gain integral.
T_i	Constante de temps d'intégration.
ed, eq	Termes compensatoires.
Tr	Temps de réponse imposé.
τ	Constant de temps.
ω_o	Pulsation propre du système.
ξ	Coefficient d'amortissement.
Ω_{nom}	Vitesse de rotation nominale.
$\varphi_{r\ nom}$	Flux rotorique nominal.
φ_{reff}	Flux rotorique de référence.
S	Surface de glissement.

Sommaire

Sommaire

Introduction générale	I
CHAPITRE I : Généralités sur les moteurs synchrone a aimants permanents	01
I.1. Intoduction sur les moteurs synchrones	01
I.1.1 Classification des machines électriques	01
I.1.2 Les machines synchrones : principes et leurs catégories	01
I.1.3 Méthode de Classification	01
A. Classification selon le type de rotor	02
B. Classification selon la conception du rotor	02
I.2 Etude des machines synchrones à aimants permanents	03
I.2.1 Le principe des machines synchrones à aimants permanent	03
I.2.2 Rotors des machines synchrones à aimants permanents	04
A. Machine Synchrone à aimants permanents en surface	04
B. Machine Synchrone à aimants permanents insérés	05
C. Machine Synchrone à aimants permanents enterrés	06
D. Machine Synchrone à aimants à concentration du flux	07
I.2.3 Caractéristiques et Critères de Choix des Aimants Permanents	08
I.2.4 Les applications des machines synchrones à aimants permanents	09
I.2.5 Avantages des machines à aimants permanents	10
I.2.6 Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents	10
I.3. Modélisation et simulation du moteurs synchrone à aimants permanents	11
I.3.1 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	11
I.3.2 Mise en équation de la machine	11
A. Equations électriques	11
B. Equations magnétique	12
C. Équation mécanique	12
I.3.3 Transformation de Park	13
I.3.4 Application de la transformation de Park à la MSAP	14
I.3.5 Simulation de MSAP	17
I.3.6 présentation générale du rôle de l'onduleur dans le système	19
I.3.7 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux	20
A. Stratégies de commande de l'onduleur	21
B. Modulation de largeur d'Impulsions MLI	22
C. Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie (MLI sinus-triangle)	22
Chapitre II: Commande vectorielle de la MSAP	25
II.1 Introduction	25
II.1.1 Principe de la commande vectorielle en tension	25
II.1. 2 Stratégie de la commande	25
II.1.3 Les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle	26
II.1.4 Découplage par compensation	27
II.1.5 Calcul des Régulateurs	28

A. Régulateur du courant I_q	30
B. Régulateur de courant I_d	31
C. Régulateur de Vitesse	31
II.1.6 Bloc de défluxage	33
II.2 Simulation et analyse des résultats	34
II.2.1 Essais à Vide et l'application de la charge	35
II.2.2 Essais Inversion du sens de rotation	37
II.2.3 Essais de défluxage	39
II.2.2 Conclusion	40
Chapitre III: Commande par mode glissant de la Msap	42
III.1 Introduction	42
III.1.1 Systèmes à Structures Variables	42
III.1.2 Principes de la commande a structure variable en mode glissant	42
III.1.3 Fonction de commutation	42
III.1.4 Hyperplan de commutation	43
III.1.5 Régime glissant	43
III.1.6 Surface de glissement	43
A. Le mode de convergence (MC)	43
B. Le mode de glissement (MG)	43
C. Le mode de régime permanent (MRP)	43
III.1.7 La commande par mode glissant	44
III.1.8 Choix de la surface de glissement	44
III.1.9 La fonction de commutation	45
III.1.10 La fonction de lyapunov	46
III.1.11 Calcul de la commande	46
III.1.12 La commande équivalente	46
III.1.13 La commande discontinue	47
III.1.14 Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 à la MSAP:	48
III.1.15 Stratégie de réglage à trois surfaces	48
A. Réglage du courant i_{sd}	49
B. Réglage du courant i_{sq}	49
C. Réglage de vitesse	50
III.2 Simulation et analyse des résultats :	51
III.2.1 Démarrage a vide et en charge ($C_r=10$ N.m) à $t=0.5s$ pour une consigne de vitesse de 100 rad/s	51
III.2.2 Inversion du sens de rotation $t=0.2s$ sans charge	53
III.2.3 Défluxage pour une consigne de 160 rad/s à $t=0.2s$	54
III.3 Conclusion	55
IV. Validation expérimentale	57
IV.1 Introduction	57

IV.1.1 Description du banc d'essai	57
IV.1.2 Les moyens utilisés	58
IV.1.3 Partie électronique de puissance	58
a. Alimentation triphasée	58
b. Capteur de mesure des courants	58
c. Onduleur de tension	59
d. Circuit adaptateur 5V/+15V	59
IV.1.4 Partie mécanique	60
a. MSAP +Generatrice synchrone(charge)	60
b. Carte DSPACE 1104	60
c. Capteur de vitesse	61
d. Interface Control Desk	62
IV.2 Les résultats de la commande vectorielle en courant	62
A. démarrage à vide	63
B. En charge	64
C. Inversion du sens de rotation	67
IV.2.1 Analyse des résultats des essais de la commande vectorielle en courant	69
IV.3 Les résultats de la commande mode glissant	70
A. Démarrage à vide	70
B. En charge	72
C. Inversion du sens de rotation à vide	75
IV.3.1 Analyse des résultats des essais de la commande mode glissant	77
Conclusion Générale	II
ANNEXE	
BIBLIOGRAPHIE	

Résumé

Résumé

Ce mémoire traite de la modélisation et de la simulation d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP), en mettant l'accent sur les différentes stratégies de commande. Dans un premier temps, une modélisation détaillée de la MSAP est présentée, suivie d'une simulation numérique permettant de valider le comportement dynamique de la machine. Deux techniques de commande ont été étudiées et comparées : la commande vectorielle et la commande à mode glissant, en analysant leurs performances respectives en termes de précision, robustesse et temps de réponse. La dernière partie de ce travail est consacrée à une étude expérimentale basée sur la carte dSPACE 1104, afin de valider les résultats obtenus par simulation. Les résultats expérimentaux confirment l'efficacité des commandes développées, en particulier dans les conditions de fonctionnement variables.

Mots-clés : MSAP, modélisation, simulation, commande vectorielle, commande à mode glissant, dSPACE 1104

Abstract

This thesis focuses on the modeling and simulation of a Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM), with particular emphasis on various control strategies. Initially, a detailed model of the PMSM is presented, followed by numerical simulations to validate the machine's dynamic behavior. Two control techniques are studied and compared: vector control and sliding mode control, by analyzing their respective performance in terms of accuracy, robustness, and response time. The final part of this work is dedicated to an experimental study using the dSPACE 1104 board, in order to validate the simulation results. The experimental outcomes confirm the effectiveness of the developed control methods, especially under variable operating conditions.

Keywords: PMSM, modeling, simulation, vector control, sliding mode control, dSPACE 1104

المخلص

تتناول هذه المذكرة موضوع نمذجة ومحاكاة آلة متزامنة ذات مغناطيس دائم (MSAP)، مع التركيز على استراتيجيات التحكم. في البداية، تم تقديم نمذجة دقيقة للآلة، متبوعة بمحاكاة رقمية للتحقق من السلوك الديناميكي لها. تم دراسة ومقارنة تقنيتين للتحكم: التحكم المتجهي والتحكم بالنمط الانزلاقي، وذلك من حيث الدقة، والصلابة، وزمن الاستجابة. أما الجزء الأخير من هذا العمل، فخصص لدراسة تجريبية باستخدام بطاقة dSPACE 1104، للتحقق من صحة النتائج المتحصل عليها نظرياً. وقد أكدت النتائج التجريبية فعالية استراتيجيات التحكم المقترحة، خاصة في ظروف التشغيل المتغيرة.

الكلمات المفتاحية : آلة متزامنة ذات مغناطيس دائم، النمذجة، المحاكاة، التحكم المتجهي، التحكم بالنمط الانزلاقي، dSPACE 1104.

Introduction générale

Introduction générale

De nos jours, dans un monde en constante évolution technologique, les systèmes électromécaniques doivent devenir plus performants, compacts et économes en énergie. Ce concept est valable, entre autres, pour les entraînements électriques, qui représentent un élément clé de nombreux secteurs industriels, tels que l'industrie automobile et tire ses innovations, l'aérospatial, les énergies renouvelables, la robotique et les chaînes de production automatisées. Par conséquent, le machine synchrone à aimants permanents, le MSAP, est une solution idéale en tant que système compact de très haut rendement avec un couple massique élevé, et il ne nécessite pas d'entretien et avec une réponse dynamique meilleure.

Toutefois, un tel comportement amélioré s'accompagne d'un modèle dynamique compliqué, non linéaire et multiforme, ce qui rend la tâche de commande plus difficile. Pour une utilisation réellement efficace de ses possibilités pour MSAP, un contrôle avancé à titre d'exemple de commande est nécessaire. La commande vectorielle est la plus populaire dû à des outils qui permettent le découplage de la commande de flux et de couple, un processus similaire au découplage naturel du flux et du couple dans la machine à courant continu. Par conséquent, cette méthode est efficace; cependant, elle reste sensible aux variations des paramètres du modèle et aux perturbations externes.

C'est à ce titre que recourir à la commande à mode glissant (Sliding Mode Control), une méthode de commande non linéaire réputée pour sa robustesse vis-à-vis des incertitudes du système et des perturbations, offrant une convergence rapide à la dynamique souhaitée à la fois en termes de stabilité et de précision, notamment dans le contexte industriel qu'implique ce projet.

L'objectif principal de cette étude est alors de modéliser, de concevoir et de comparer deux façons de faire fonctionner la MSAP : la commande vectorielle et la commande en mode glissant. Dans un premier temps, le modèle mathématique précis de la machine sera développé dans le repère (d-q) afin de garantir une commande efficace. Puis les deux techniques de commande seront simulées sous MATLAB/Simulink afin de prévoir leur comportement théorique. Ce travail se tire également sa spécificité de sa dimension expérimentale, marquée par l'implémentation en temps réel des algorithmes développés à l'aide de la plateforme DSPACE DS1104, qui offre un environnement riche et performant de prototypage rapide et contrôle

embarqué, permettant ainsi de vérifier la faisabilité des stratégies étudiées dans des conditions proches de l'industriel.

Ce mémoire est structuré en trois chapitres :

- Le premier chapitre présente les généralités sur les machines synchrones à aimants permanents, incluant leur principe de fonctionnement, leur modélisation, et leurs avantages par rapport aux autres types de machines.
- Le deuxième chapitre est dédié à l'étude de la commande vectorielle de la MSAP, en détaillant la transformation (d-q), la décorrélation du flux et du couple, et la mise en œuvre dans un environnement de simulation.
- Le troisième chapitre traite de la commande par mode glissant de la MSAP, en exposant les principes théoriques du mode glissant, la synthèse de l'algorithme de commande, et ses avantages en termes de robustesse.

Enfin, une validation expérimentale viendra conclure cette étude, permettant de confirmer la pertinence et la performance des stratégies de commande développées par des essais réalisés sur une plateforme matérielle réelle.

*Chapitre I : Généralités sur les moteurs
synchrones a aimants permanents*

1. Introduction sur les moteurs synchrones :

I.1.1 Classification des machines électriques :

Les machines électriques sont divisées en un grand nombre d'espèces, dont les plus courantes sont les machines statiques et les machines tournantes. Dans le cas de la seconde catégorie, des machines à courant continu et à courant alternatif sont isolées, et dans ce dernier sous-point, à son tour, on note les machines synchrones et asynchrones, dont chacune diffère par son propre type et son propre but.

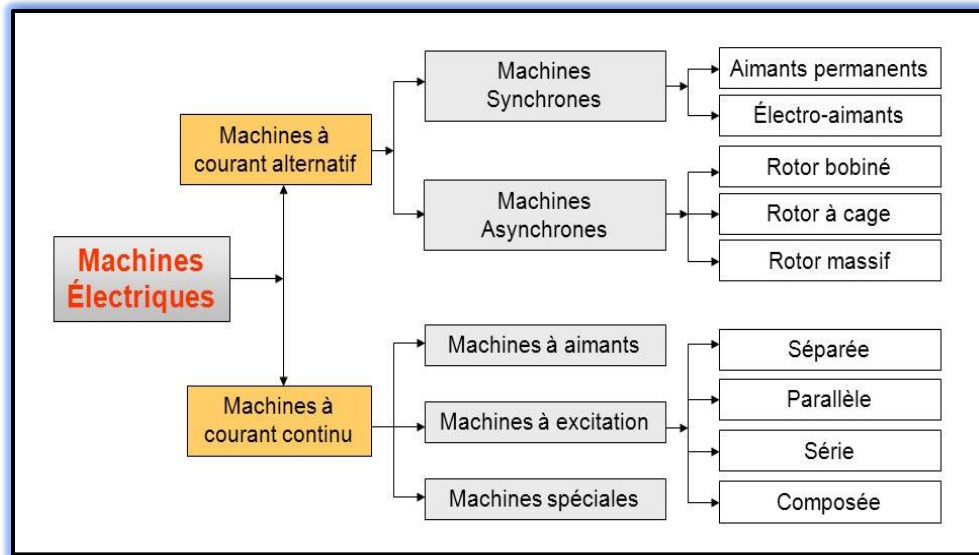


Figure I.15 : Classification des machines électriques

I.1.2 Les machines synchrones : principes et leurs catégories :

Les machines synchrones servent largement à l'industrie en raison de leur fonctionnement à vitesse constante. On peut les exploiter aussi bien comme moteurs que comme générateur. Par exemple, ils conviennent bien à une application qui exige une grande stabilité, telle que l'excitation et la production d'énergie [1].

I.1.3 Méthode de Classification :

Les machines synchrones peuvent être classées selon plusieurs critères, parmi lesquels :

A. Classification selon le type de rotor : On distingue les machines synchrones en fonction de la nature de leur rotor :

- 1- Les machines synchrones à rotor bobiné.
- 2- Les machines synchrones à réluctance variable.
- 3- Les machines synchrones à aimants permanents [2].

➤ Le Mode d'excitation de chaque type :

Rotor bobiné : excitation externe

Réductance Variable : sans excitation supplémentaire

Aimants permanents : excitation naturelle grâce aux aimants

B. Classification selon la conception du rotor :

Les machines synchrones peuvent également être classées en fonction de la structure du rotor :

1. Les machines synchrones à pôles lisses :

En outre, les machines, également appelées turbo-alternateurs ou turbo-moteurs, possèdent un rotor en acier ferromagnétique en forme de cylindre, dans lequel des rainures sont usinées pour placer un bobinage monophasé. Il existe généralement deux ou quatre pôles.

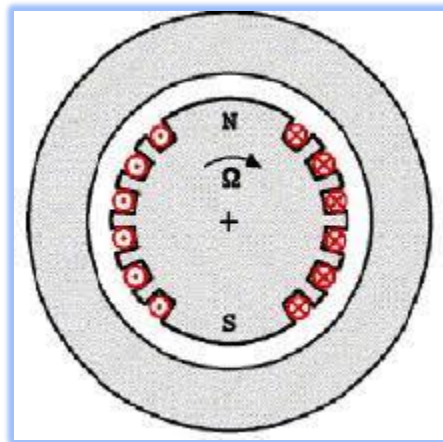


Figure I.16 : Les machines synchrones à pôles lisses

Une caractéristique de conception de ce moteur est la mise à disposition d'un entrefer constant qui assure une répartition uniforme du champ magnétique et améliore la performance électromagnétique. Grâce à leur robustesse et leur efficacité, ces machines sont particulièrement adaptées aux applications nécessitant de fortes puissances, notamment dans les environnements industriels et les centrales électriques. [1]

2. Les machines synchrones à pôles saillants :

Les pôles de cette machine sont des pièces séparées fixées solidement sur l'axe de la boîte à bornes de rotor elles assurent la transmission efficace du champ magnétique.

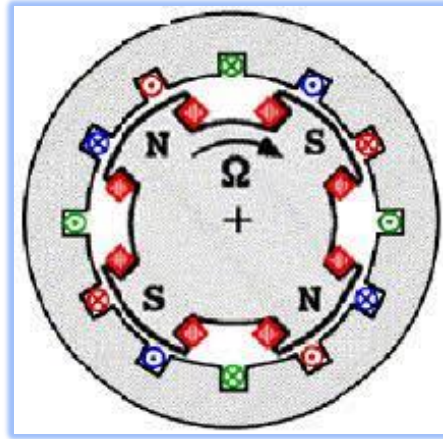


Figure I.17 : Les machines synchrones à pôles saillants

Machine intègre des pièces polaires qui consistent à monter la culasse sur laquelle est enroulé le bobinage d'excitation. Ces enroulements aident à générer un champ magnétique pour la machine. Cela permettra au meilleur fonctionnement de la machine pour les performances et la stabilité. [6]

2. Etude des machines synchrones à aimants permanents :

I.2.1 Le principe des machines synchrones à aimants permanents :

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est largement utilisée dans les applications industrielles modernes en raison de ses performances élevées et de son efficacité énergétique. Cette machine se distingue par le fait que la vitesse de rotation de son rotor est strictement égale à celle du champ magnétique tournant généré par le stator, assurant ainsi un fonctionnement en régime synchrone.

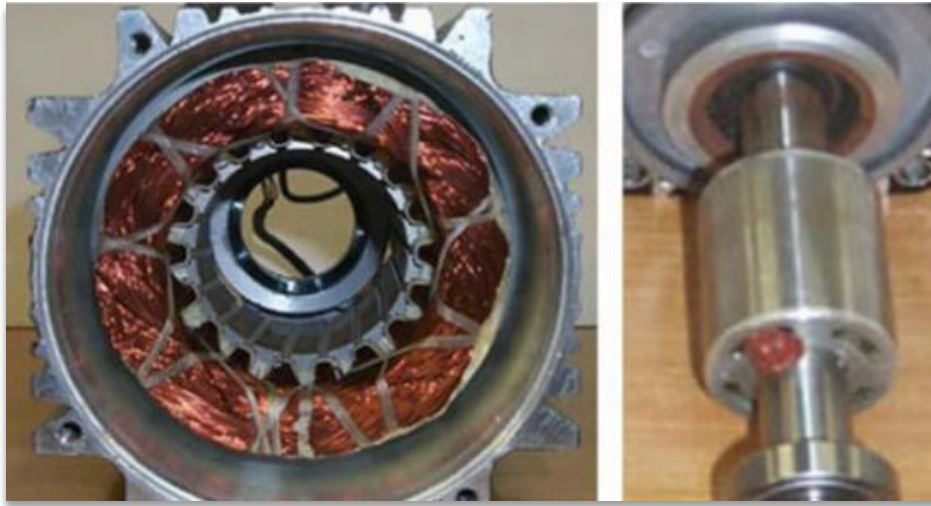
La MSAP est composée de deux éléments principaux :

- **Le rotor** : constitué d'aimants permanents disposés de manière alternée entre pôles nord et sud, ce qui crée un champ magnétique fixe par rapport au rotor.
- **Le stator** : similaire à celui des machines électriques triphasées, il est formé de tôles magnétiques feuilletées et contient trois enroulements décalés de 120° , logés dans des encoches prévues à cet effet. Lorsqu'ils sont alimentés par un courant triphasé, un champ magnétique tournant est généré à une vitesse angulaire Ω .

Le couple électromagnétique résulte de l'interaction entre les champs magnétiques du rotor et du stator, entraînant la rotation de la machine à vitesse synchrone. L'entrefer, zone mince située entre le rotor et le stator, joue un rôle essentiel dans le couplage électromagnétique et influence directement les performances de la machine.

En conclusion, la MSAP offre plusieurs avantages par rapport aux machines synchrones traditionnelles, car elle est plus économique en énergie, minimise les pertes électriques, et toute fonctionnalité de puissance par unité de volume des machines. En raison de ces avantages, elle est recommandée pour de nombreuses applications,

y compris les systèmes de traction électrique et la production d'énergie renouvelable, ainsi que d'autres domaines de l'industrie qui nécessitent des opérations de précision ou doivent fonctionner à des vitesses spécifiées. [3]



Stator

Rotor

Figure I.18 : Stator et rotor de la machine à aimants permanents

I.2.2 Rotors des machines synchrones à aimants permanents

Les machines à aimants permanents peuvent être conçues selon différentes configurations rotoriques. Leur classification générale se fait en fonction de la disposition des aimants, qui peut être répartie comme suit : [7]

- ☐ Aimants en surface
- ☐ Aimants insérés
- ☐ Aimants enterrés
- ☐ Aimants à concentration du flux

A. Machine Synchrone à aimants permanents en surface :

Ces machines sont généralement dotées d'aimants placés sur la surface du rotor et magnétisés radialement. Le rendement a souffert de la nouvelle architecture, mais reste légèrement supérieur ou égal à 90 %. Néanmoins, ce type de machines reste parmi les plus compétitifs de l'industrie des machines électriques, car elles offrent un grand couple et une puissance par rapport à leur masse et sont fabriquées à un coût comparativement faible.

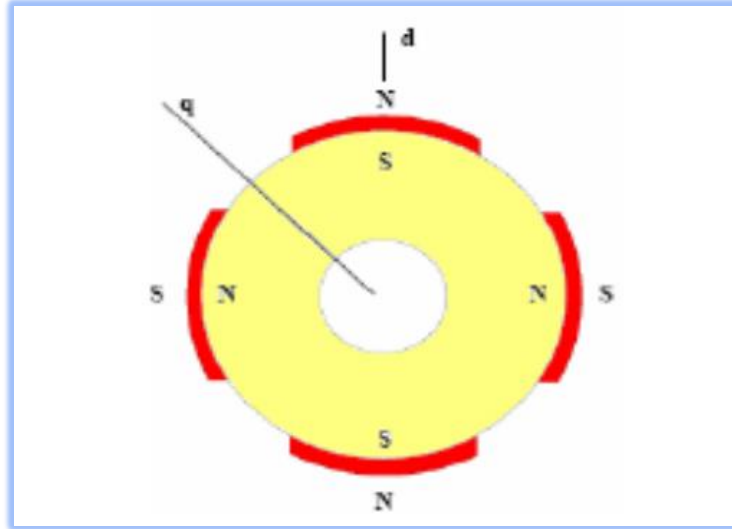


Figure I.19 : Machine Synchrone à aimants permanents en surface

Néanmoins, il existe plusieurs problèmes qui sont associés avec l'utilisation des turbogénérateurs pour les installations éoliennes. Premièrement, les aimants permanents sont exposés au champ de démagnétisation. De plus, les forces centrifuges qui agissent peut les séparer du rotor. Pour résoudre ces problèmes, les cylindres externes qui ne sont pas à base de fer et qui ont une conductivité élevée sont ajoutés. Il protège les aimants de la démagnétisation et des effets de la réaction de l'induit, réduisant l'effet de la force centrifuge. Par ailleurs, ce cylindre peut également générer un couple de démarrage asynchrone et jouer un rôle d'amortisseur.

Lorsqu'il s'agit d'aimants en terres rares, la réactance synchrone dans les axes d et q demeure pratiquement identique, ce qui optimise davantage les performances de la machine. [7] [8]

B. Machine Synchrone à aimants permanents insérés :

les machines à aimants insérés possèdent également des aimants montés sur la surface du rotor. Toutefois, une particularité de cette configuration réside dans le fait que les espaces entre les aimants sont partiellement comblés par du fer.

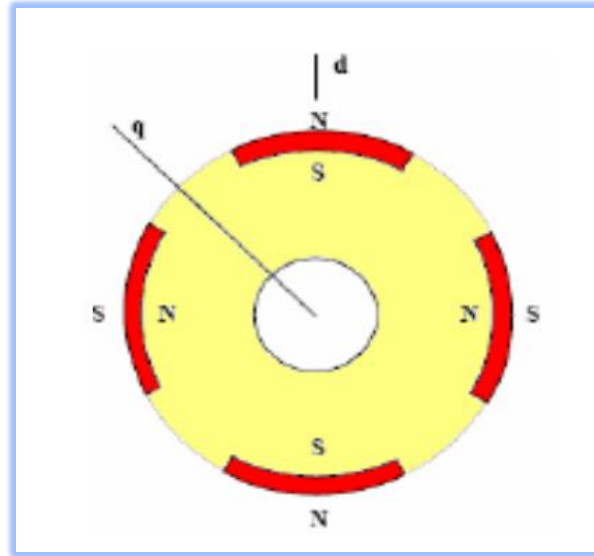


Figure I.20 : Machine Synchrone à aimants permanents insérés

La présence de fer entre les aimants permanents engendre une saillance, ce qui permet de générer un couple de réluctance en complément du couple produit par les aimants. Cette caractéristique améliore les performances globales de la machine en exploitant à la fois l'effet des aimants et celui du champ magnétique induit. Par ailleurs, la réactance synchrone sur l'axe q est légèrement supérieure à celle de l'axe d , influençant ainsi le comportement électromagnétique de la machine. [7] [8]

C. Machine Synchrone à aimants permanents enterrés :

Les machines à aimants enterrés sont des machines dans lesquelles les aimants sont directement intégrés dans le rotor et magnétisés radialement. À cause de la surface de pôle magnétique plus petite par rapport au rotor, l'induction dans l'entrefer est plus petite dans l'espace de l'aimant lui-même. En outre, la réactance synchrone réalisée dans l'axe d est beaucoup plus basse que dans l'axe q , ce qui affecte le comportement dynamique de la machine.

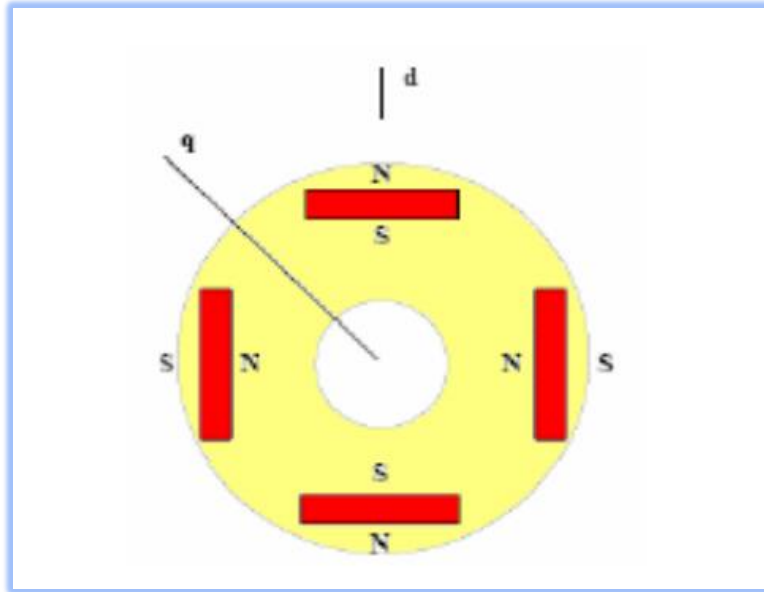


Figure I.21 : Machine Synchrone à aimants permanents enterrés

Tout cela, ainsi que le fait que les aimants sont parfaitement protégés des forces centrifuges, font de cette configuration et solution la meilleure pour des agitations puissantes et à haute vitesse. Les caractéristiques du rotor entraînent une plus grande stabilité opérationnelle et une meilleure performance dans des conditions difficiles.[7] [8]

D. Machine Synchrone à aimants à concentration du flux :

Une autre approche pour l'intégration des aimants permanents dans le rotor consiste à les enterrer profondément à l'intérieur de celui-ci, avec une magnétisation orientée selon la circonférence. Dans cette configuration, les pôles magnétiques ne sont pas directement formés par les aimants eux-mêmes, mais par les parties ferromagnétiques du rotor, qui concentrent le flux magnétique généré.

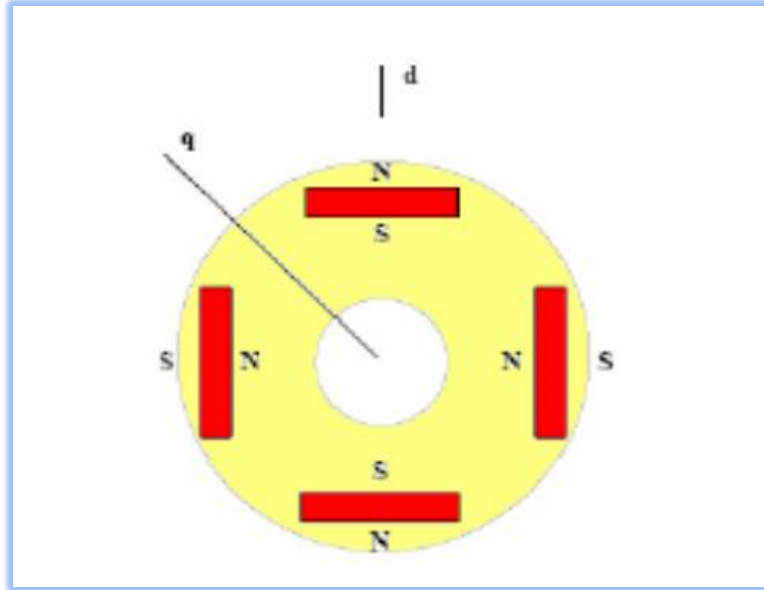


Figure I.22 : Machine Synchrone à aimants à concentration du flux

L'un des principaux avantages de cette conception est sa capacité à canaliser efficacement le flux magnétique dans le rotor, permettant ainsi d'obtenir une induction plus élevée dans l'entrefer. De plus, à l'instar des machines à aimants permanents intérieurs, cette configuration assure une excellente protection des aimants contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. Par ailleurs, la réactance synchrone sur l'axe q demeure supérieure à celle de l'axe d , influençant ainsi les caractéristiques électromagnétiques de la machine. [7] [8]

1.2.3 Caractéristiques et Critères de Choix des Aimants Permanents :

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique d'un actionneur. Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B - H .

Cette courbe est caractérisée par :

- l'induction résiduelle (ou rémanente), B_r , qui indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'entrefer.
- le champ coercitif, H_{CB} , représentant le champ magnétisant capable d'annuler l'induction résiduelle et, dont la valeur est d'autant plus élevée que l'aimant est plus stable.
- le champ coercitif de polarisation, H_{ch} , qui annule l'aimantation intrinsèque du matériau, la démagnétisation est totale et irréversible.
- le produit d'énergie, $(B.H)_{max}$: valeur énergétique de l'aimant par unité de volume. En plus des propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques). [9] [10]

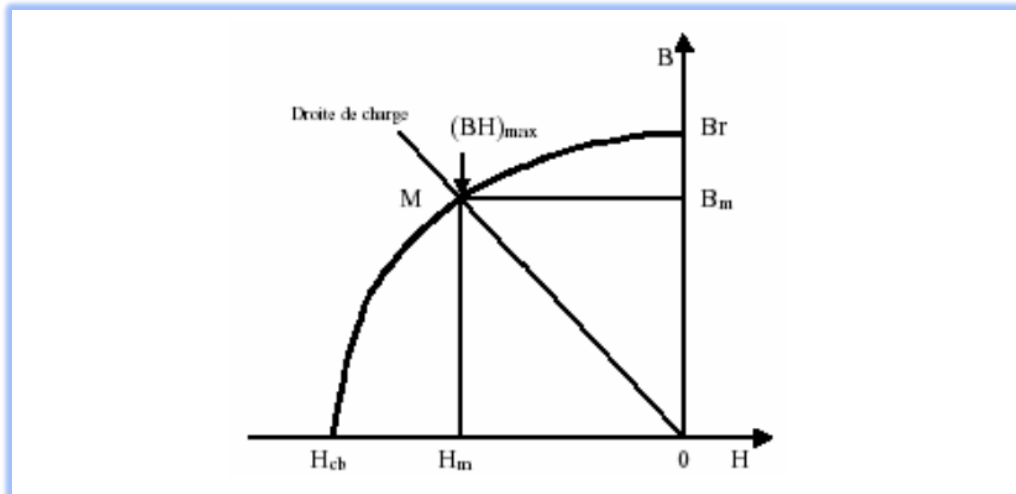


Figure I.23 : Courbe de désaimantation d'un aimant permanent

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants : [11]

- Performance du moteur,
- Poids du moteur,
- Dimension du moteur,
- Rendement du moteur,

I.2.4 Les applications des machines synchrones à aimants permanents :

Les machines synchrones à aimants permanents sont utilisées dans une large gamme d'applications en raison de leur haute efficacité, de leur densité de puissance élevée et de leur conception compacte. Voici quelques applications principales avec des références pour chaque élément :

- Génération d'électricité
- Traction électrique (trains, tramways, véhicules électriques)
- Aéronautique et aérospatiale
- Robots et automatisation industrielle
- Éoliennes
- Applications marines (propulsion des navires)
- Outils électroportatifs (perceuses, scies, etc.)
- Systèmes de climatisation et pompes à chaleur
- Ascenseurs et escaliers mécaniques
- Appareils médicaux (IRM, équipements chirurgicaux)
- Systèmes de servomoteurs et contrôle de mouvement
- Équipements audio et vidéo (disques durs, lecteurs CD/DVD)
- Systèmes d'entraînement pour machines-outils CNC
- Véhicules hybrides et électriques
- Industrie textile et machines de filature
- Applications militaires (drones, systèmes de guidage)

1.2.5 Avantages des machines à aimants permanents :

Lors de la construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), la suppression des bobinages d'excitation et leur remplacement par des aimants permanents procurent beaucoup d'avantages :

- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est amélioré,
- Une faible inertie et un couple massique élevé,
- Une meilleure performance dynamique,
- Construction et maintenance plus simple,
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacte bague balais dans ces machines [11]

1.2.6 Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents :

- Commutateur mécanique remplacé par un commutateur autre électronique, ce qui a pour effet de rendre le contrôle du moteur plus complexe et coûteux que celui d'un moteur à courant continu
- Prix des aimants le rend plus cher
- La présence de pulsation de couple
- Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation dans des contraintes physiques comme la température max, courant max...etc.

3. Modélisation et simulation du moteurs synchrone à aimants permanents

I.3.1 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents:

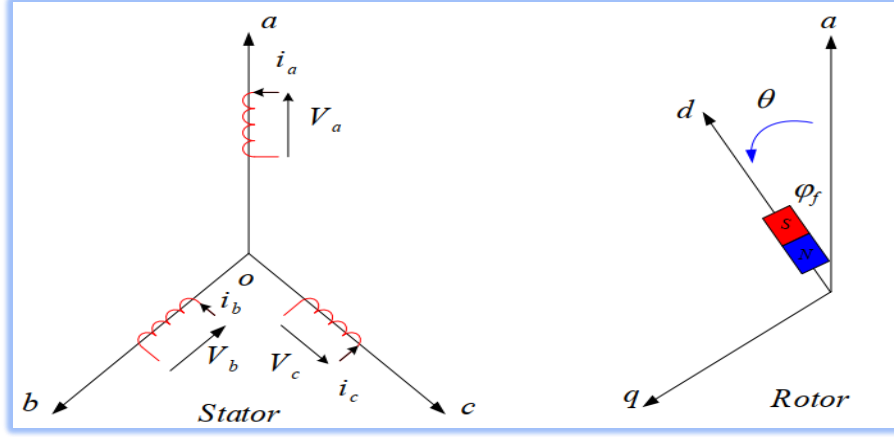


Figure I.24 : Schéma de la MSAP dans le repère abc et dans le repère (d, q) lié au rotor

I.3.2 Mise en équation de la machine :

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations à savoir [22] :

- A. Equations électriques.
- B. Equations magnétique.
- C. Equations mécaniques.

A. Equations électriques : [4]

Les équations électriques régissant le fonctionnement d'une machine synchrone dans le système d'axe (a, b, c) s'écrivent sous la forme suivante :

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

Avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [i_{abc}]_s = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\phi_{abc}]_s = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}$$

$[V_{abc}]_s$: Vecteur des tensions statoriques

$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques

$[i_{abc}]_s$: Vecteur des courants statoriques

$[\phi_{abc}]_s$: Vecteur des flux statoriques

B. Equations magnétique : [4]

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisant à une matrice des inductances, qui établit les relations linéaires entre les flux et les courants.

$$[\phi_{abc}]_s = [L_s] [i_{abc}]_s + [\phi_{f.abc}] \quad (I.2)$$

où :

$$[\phi_{f.abc}] = \begin{bmatrix} \phi_{af} \\ \phi_{bf} \\ \phi_{cf} \end{bmatrix}$$

$[\phi_{f.abc}]$: Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{sa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{sb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{sc} \end{bmatrix} : \text{Matrice d'inductances statoriques}$$

L_{sa}, L_{sb}, L_{sc} : Inductances propres aux phases (a, b et c) respectivement.

$M_{ab}, M_{ac}, M_{ba}, M_{bc}, M_{ca}$ et M_{cb} : Inductances mutuelles aux phases (a, b et c) respectivement.

On peut décomposer la matrice $[L_s]$ en deux matrices : la matrice $[L_{s0}]$ contient des termes constants et la matrice $[L_{s2}]$ contient des termes variables dépendant de θ .

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}]$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}; [L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Où :

M_{s0} : inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

L_{s0} : inductance propre d'une phase statorique.

θ : caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

C. Équation mécanique : [4]

Pour une simulation complète de la machine, il est essentiel de prendre en compte, en plus des équations électriques et magnétiques, l'équation du mouvement du système. Cette dernière joue un rôle clé en assurant une modélisation fidèle du comportement dynamique de la MSAP, permettant ainsi une meilleure analyse de ses performances et de son fonctionnement en conditions réelles.

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega = C_e - C_r \quad (I.4)$$

Avec :

J : Moment d'inertie de la partie tournante

Ω : Vitesse angulaire mécanique du rotor

C_e : Couple électromagnétique de la machine

C_r : Couple résistant

F_r : Coefficient de frottement.

I.3.3 Transformation de Park :

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statoriques réelles (tension, flux, courant) à leurs composantes fictives appelées les composantes d-q

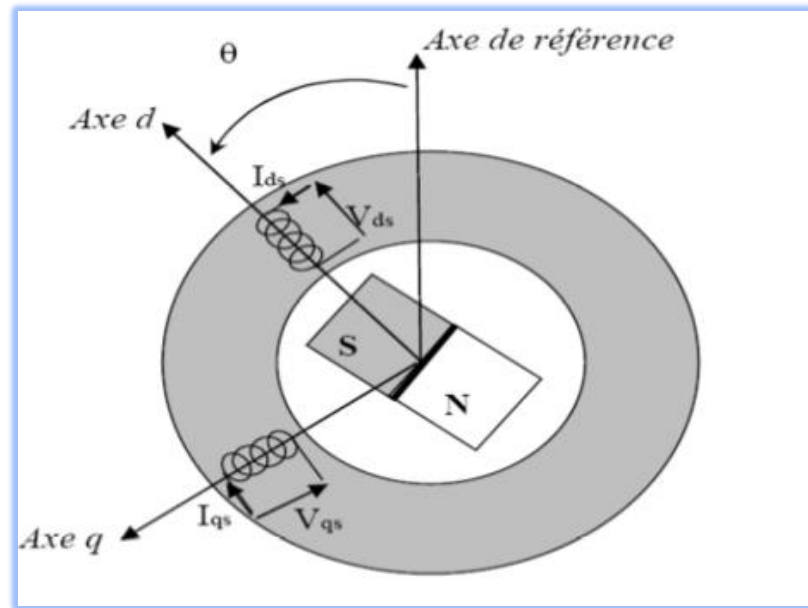


Figure I.25 : Machine équivalente au sens de Park [5,6]

La transformation de Park permet de convertir les grandeurs statoriques réelles (tension, flux, courant) en leurs composantes fictives appelées composantes d-q

Le repère (d,q) peut être attaché au stator, au rotor ou au champ tournant, en fonction de l'application souhaitée. La transformation de Park est donnée par :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (I.5)$$

Où peut représenter un courant, une tension ou un flux, et est la position du rotor. Les composantes et correspondent aux variables statoriques sous forme longitudinale et transversale. La matrice de transformation de Park est exprimée par :

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

Sa matrice inverse est donnée par :

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

Lorsque le repère (d,q) est fixé au stator, on a $\theta = \theta_s$ et lorsqu'il est lié au rotor, $\theta = \theta_r$

Dans le cas d'un moteur connecté en étoile, le système étant équilibré, la composante homopolaire est nulle :

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

I.3.4 Application de la transformation de Park à la MSAP :

Les systèmes électriques présentent des équations fortement non linéaires et couplées. L'utilisation de la transformation de Park simplifie ces équations dynamiques en remplaçant les enroulements statoriques (a,b,c) par des enroulements fictifs (d,q) tournant avec le rotor. En appliquant la transformation au système, on obtient :

$$[V_{dq}] = [P(\theta)][V_{abc}]_s = [P(\theta)][R_s][i_{abc}]_s + [P(\theta)] \frac{d}{dt} [\phi_{abc}]_s$$

Substitution des enroulements statoriques (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

En choisissant le référentiel de Park (d, q) lié au rotor et en appliquant la transformation (I.5) au système (I. 1), on obtient :

$$[V_{dq}] = [P(\theta)][R_s][P(\theta)]^{-1} [i_{dq}] + [P(\theta)][P(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\phi_{dq}] + [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) [\phi_{dq}]$$

En utilisant les relations :

$$[P(\theta)][R_s][P(\theta)]^{-1} = [R_s]$$

Et

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

On peut alors écrire les équations de Park sous forme vectorielle :

$$[V_{dq}] = [R_s][i_{dq}] + \frac{d}{dt}[\phi_{dq}] + p\Omega[\phi_{dq}^*]$$

Avec :

$$[V_{dq}] = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad [i_{dq}] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad [\phi_{dq}] = \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix},$$

$$[\phi_{dq}^*] = \begin{bmatrix} -\phi_q \\ \phi_d \end{bmatrix}.$$

D'autre part, en appliquant la transformation aux équations du flux, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_f \\ 0 \end{bmatrix}$$

Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est une donnée essentielle pour l'étude et le contrôle de la machine. La puissance électrique absorbée est donnée par :

$$Pe = V_{sa}i_a + V_{sb}i_b + V_{sc}i_c$$

Dans le référentiel de Park, cette puissance s'exprime sous la forme :

$$Pe = (V_d i_d + V_q i_q + 2V_0 i_0)$$

Pour un système équilibré, on a : $V_0 = 0$; $i_0 = 0$.

$$Pe = V_d i_d + V_q i_q$$

En introduisant les équations du modèle d-q, la puissance absorbée devient :

$$Pe = p\Omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) + R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left(i_d L_d \frac{di_d}{dt} + i_q L_q \frac{di_q}{dt} \right)$$

Le couple électromagnétique s'exprime alors par :

$$C_e = p[(L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q]$$

Dans le cas d'une machine à pôles lisses : ($L_d = L_q$)

$$C_e = p\phi_f i_q$$

Mise sous forme d'équation d'état :

La modélisation de l'état de la machine repose sur la sélection d'un repère ainsi que des variables d'état appropriées pour décrire les équations électriques. Ce choix n'est pas fixe, mais il est généralement guidé par les objectifs visés. Dans cette étude, les équations sont exprimées dans le repère (d,q), qui constitue l'approche la plus efficace pour aborder les problématiques de commande. Les variables utilisées sont définies en fonction des exigences spécifiques, qu'il s'agisse du contrôle du système ou de son observation

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

[A]: Matrice fondamentale qui caractérise le système

[B]: Matrice d'entrée

[U] : Vecteur de commande

[X] : Vecteur des variables d'état

En considérant les tensions (V_d, V_q) comme grandeurs de commande et les courants statoriques (i_d, i_q) comme variables d'état, le système d'équations peut être exprimé comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p\Omega \\ -\frac{L_q}{L_d} p\Omega & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-p\Omega}{L_q} \end{bmatrix} [\phi_f]$$

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents avec un rotor lisse, l'équation se simplifie comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & p\Omega \\ -p\Omega & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-p\Omega}{L_s} \end{bmatrix} [\phi_f]$$

I.3.5 Simulation de MSAP:

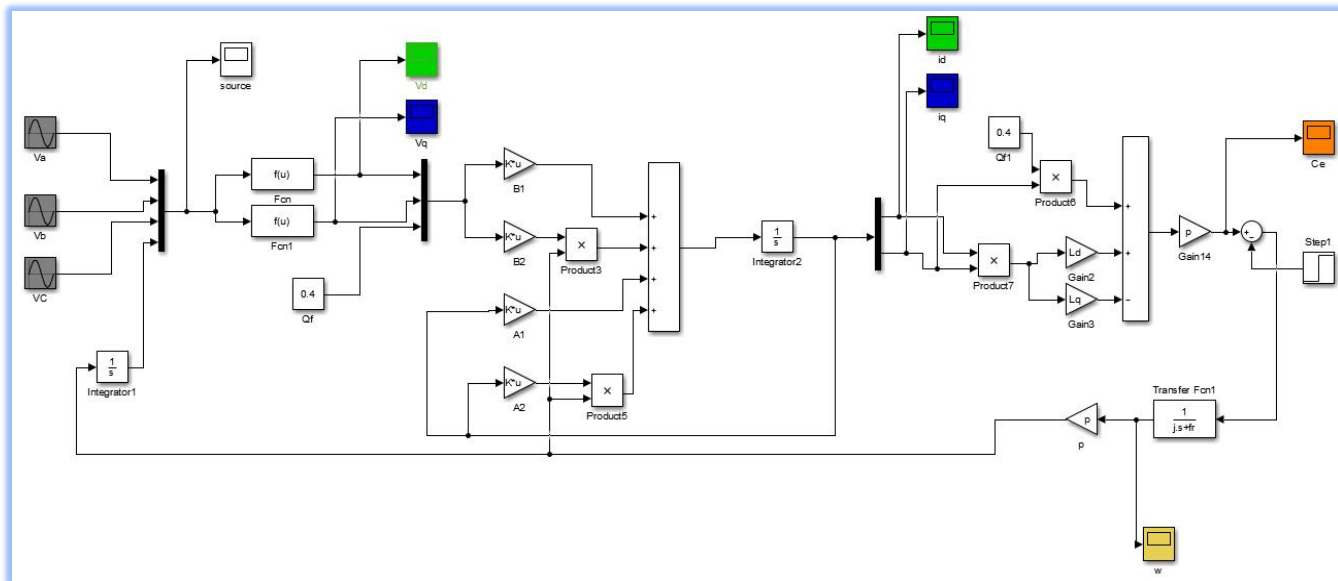


Figure I.26 : Schéma Bloc de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé

Résultats de Simulation :

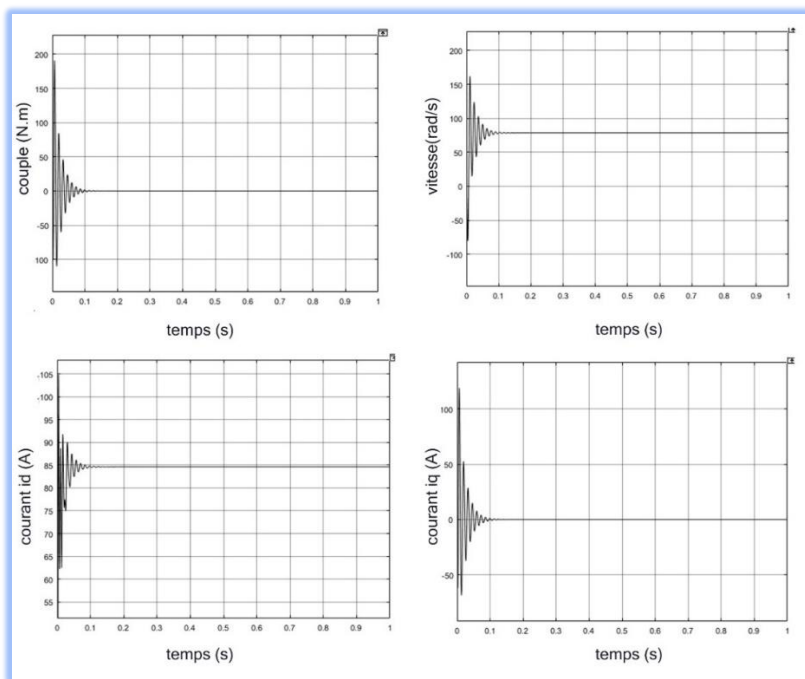


Figure I.27 : Résultat de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré- a vide.

Interprétation des résultats :

- Courbe de vitesse : La courbe de vitesse présente des oscillations marquées durant la phase transitoire, qui sont principalement dues à la contre-réaction des masses tournantes. Ces oscillations entraînent temporairement des valeurs négatives pendant environ 0,15 seconde, avant que la vitesse se stabilise à 78,5 rad/s. La réponse rapide du système est attribuable à un faible amortissement du moteur.
- Couple électromagnétique : L'essai met en évidence d'importantes oscillations du couple électromagnétique au démarrage. Le couple atteint un pic inférieur à 200 N·m avant de décroître progressivement jusqu'à 0 N·m en régime permanent. Une meilleure régulation du courant pourrait contribuer à stabiliser le couple et à limiter ces fluctuations.
- Courants i_d et i_q : On observe au démarrage des pics élevés de courant, liés à la force contre électromotrice générée par la faible vitesse initiale de la machine. Ces pics diminuent progressivement pour se stabiliser autour de 84 A pour i_d et 0 A pour i_q . Bien que l'apparition de ces pics de courant lors de la phase de démarrage soit un comportement attendu dans les systèmes d'entraînement électrique, la réduction de leur fréquence constitue une étape clé pour améliorer l'efficacité du système et renforcer sa stabilité opérationnelle. Cela permet également de limiter le stress thermique sur les composants électriques et d'en prolonger la durée de vie.

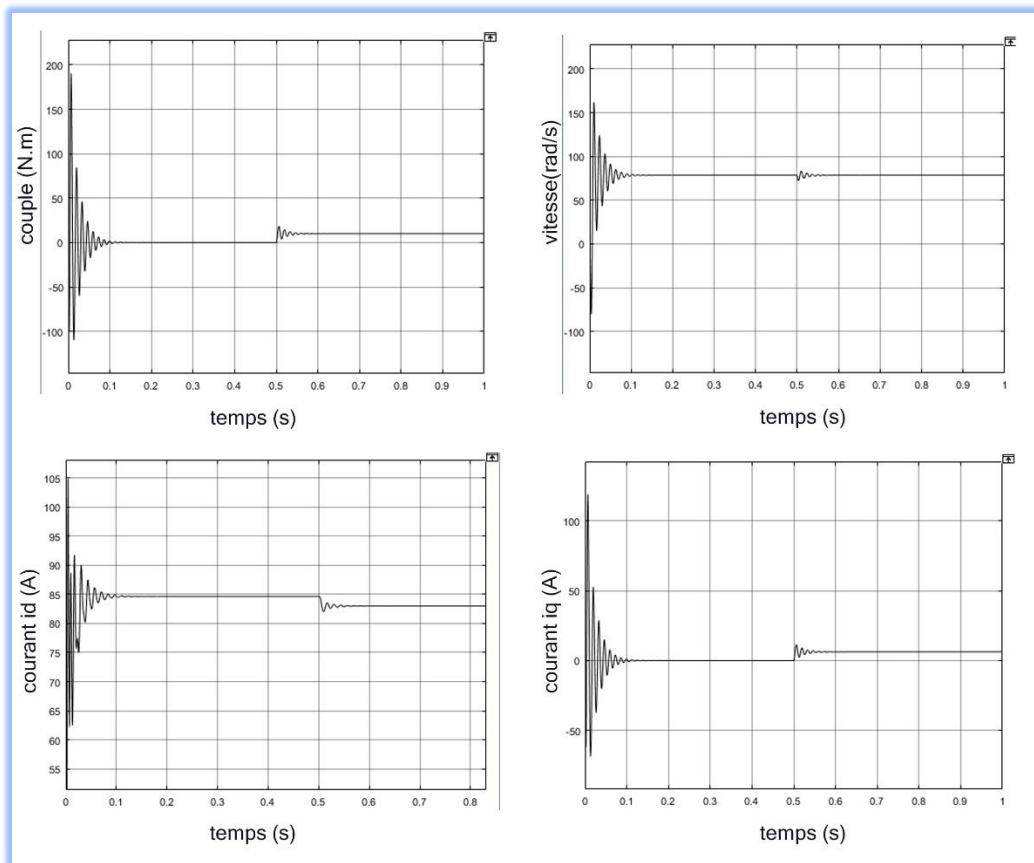


Figure 1.28 Résultats de simulation pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge de 10 N.m à $t = 0.5$ s.

À $t=0.5$ s, un couple de charge de 10N.m est appliqué au moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) alimenté par une source triphasée parfaitement sinusoïdale, on essaie d'analyser l'effet de la charge mécanique sur les performances du moteur, la puissance absorbée et la stabilité du système.

Concernant la vitesse, on observe des oscillations marquées juste après l'application de la charge, avec des pics élevés avant de se stabiliser à sa valeur nominale de 78.5 rad/s. Cela démontre que le moteur possède une bonne réponse dynamique, absorbant l'impact de la charge sans modifier sa vitesse finale, ce qui traduit une grande robustesse face aux perturbations mécaniques. Toutefois, une réduction des pics initiaux pourrait être bénéfique pour un fonctionnement plus fluide dans certaines applications.

Le couple électromagnétique, quant à lui, présente d'importantes oscillations au démarrage, atteignant un pic inférieur à 200N.m , avant de décroître progressivement pour se stabiliser à une valeur proche de zéro. À $t=0.5\text{s}$, il augmente pour compenser l'application du couple de charge, mettant en évidence l'efficacité du système de commande dans l'équilibrage du couple. Une amélioration du contrôle du couple pourrait permettre une stabilisation plus rapide et une réduction des fluctuations initiales.

En ce qui concerne les courants i_d et i_q , ils présentent des pics élevés au démarrage en raison de la faible force contre-électromotrice (f.c.e.m) due à la vitesse initialement basse. Ensuite, ils se stabilisent à leurs valeurs permanentes. Lors de l'application de la charge, les courants passent par une phase transitoire notable et se stabilisent aux valeurs du nouveau régime permanent.

En conclusion, le courant i_d oscille avant de se stabiliser montre, de manière graphique, l'influence des fluctuations du flux magnétique. D'autre part, le courant i_q croissant et en corrélation quasi linéaire avec le C_e révèle explicitement que le couple est donc directement proportionnel à ce courant. En général, l'amélioration de la réponse des courants pourrait réduire la valeur maximale initiale et augmenter l'efficacité générale du moteur.

1.3.6 présentation générale du rôle de l'onduleur dans le système:

Un onduleur est un dispositif électronique essentiel dans les systèmes énergétiques modernes, dont la fonction principale est de convertir le courant continu (DC) en courant alternatif (AC). Cette conversion est indispensable pour alimenter la majorité des appareils électriques domestiques et industriels, qui fonctionnent généralement en courant alternatif.

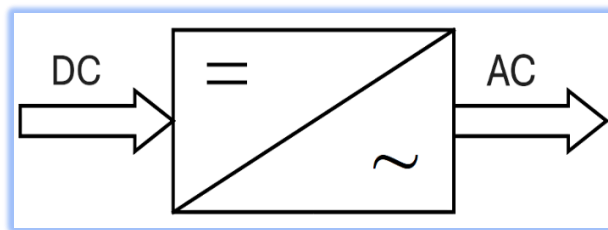


Figure 1.15 : Schéma bloc de la conversion continue-alternative

I.3.7 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux:

L'onduleur de tension deux niveaux est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances, le séquençement imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants, chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec diode de récupération. Les interrupteurs $(K_1, \bar{K}_1), (K_2, \bar{K}_2), (K_3, \bar{K}_3')$ sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source [12,13].

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur, on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables), la charge triphasée, équilibrée est couplée en étoile avec un neutre isolé [12,14].

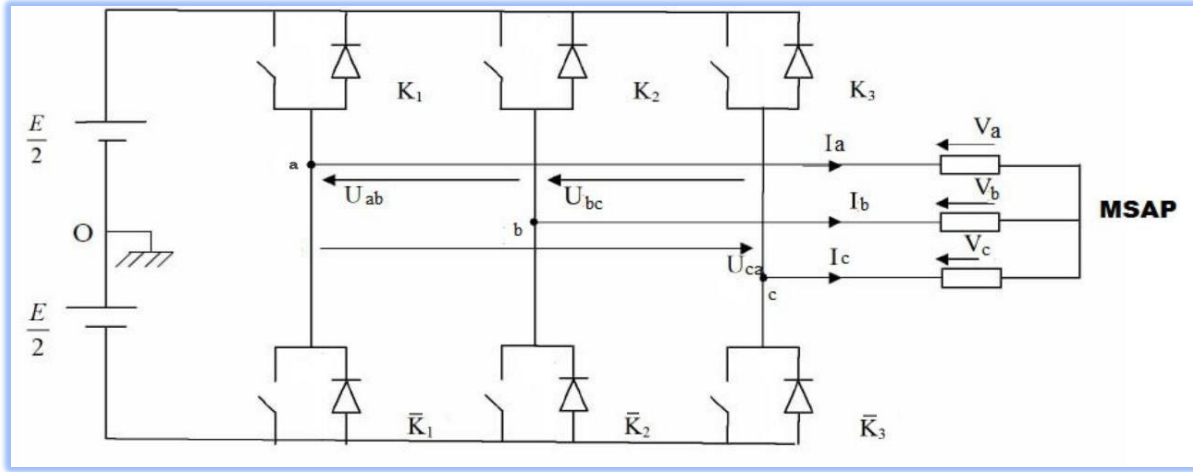


Figure I.16 : Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension simplifié

$$V_{ao} = V_a - V_o = \frac{E}{2} \text{ si } K_1 \text{ est fermé et } -\frac{E}{2} \text{ si } K_1 \text{ est ouvert}$$

$$V_{bo} = V_b - V_o = \frac{E}{2} \text{ si } K_2 \text{ est fermé et } -\frac{E}{2} \text{ si } K_2 \text{ est ouvert}$$

$$V_{co} = V_c - V_o = \frac{E}{2} \text{ si } K_3 \text{ est fermé et } -\frac{E}{2} \text{ si } K_3 \text{ est ouvert}$$

Les interrupteurs imposent donc la tension composée à la sortie de l'onduleur comme suit :

$$V_{ab} = V_a - V_b = (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = E \quad \text{Si } K_1 \text{ fermé et } K_2 \text{ ouvert}$$

$$V_{ab} = V_a - V_b = (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = 0 \quad \text{Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ sont fermés}$$

$$V_{ab} = V_a - V_b = (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = -E \quad K_1 \text{ ouvert et } K_2 \text{ fermé}$$

$$V_{ab} = V_a - V_b = (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = 0 \quad \text{Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ ouvert}$$

Le point neutre étant isolé, si le récepteur est équilibré on peut passer des tensions composées aux tensions simples V_a, V_b, V_c à la sortie de l'onduleur.

Les tensions V_a, V_b, V_c sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée. On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\text{En tenant compte de } V_a + V_b + V_c = 0$$

On peut donc écrire :

$$V_a = \frac{1}{3}(V_a - V_b) - \frac{1}{3}(V_c - V_a)$$

$$V_b = \frac{1}{3}(V_b - V_c) - \frac{1}{3}(V_a - V_b)$$

$$V_c = \frac{1}{3}(V_c - V_a) - \frac{1}{3}(V_b - V_c)$$

On obtient finalement :

$$V_a = \frac{1}{3}[2(V_a - V_o) - (V_b - V_o) - (V_c - V_o)] = \frac{1}{3}[2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}]$$

$$V_b = \frac{1}{3}[-(V_o - V_o) + 2(V_b - V_o) - (V_c - V_o)] = \frac{1}{3}[-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}]$$

$$V_c = \frac{1}{3}[-(V_o - V_o) - (V_b - V_o) + 2(V_c - V_o)] = \frac{1}{3}[-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}]$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [C] assurant le passage continue-alternatif, on aura :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Qui peut s'écrire sous forme condensée

$$[V_{abc}] = [C][V_{dc}]$$

Où $[V_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$: Tension de sortie alternative équilibrée de l'onduleur.

$[V_{dc}] = [V_{ao} \ V_{bo} \ V_{co}]^T$: Tension continue à l'entrée de l'onduleur

$$[C] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad \text{est la matrice de conversion continu-alternatif}$$

$$\text{Si } \begin{bmatrix} V_{ao} = S_1 E - E/2 \\ V_{bo} = S_2 E - E/2 \\ V_{co} = S_3 E - E/2 \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Remplaçons l'équation (I.7) dans l'équation (I.6) on obtient l'équation matricielle suivante

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

S_a, S_b, S_c sont les états logiques des interrupteurs de haut

La commutation étant supposée idéale $S_i = (1 \text{ ou } 0)$

Ainsi l'onduleur est modélisé par cette matrice de transfert [C]

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles, à cet effet, différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions logiques S_i

A. Stratégies de commande de l'onduleur

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie.

Parmi les différents types de commande, on trouve [15,17]:

- ❖ La commande à onde rectangulaire.
- ❖ La commande à créneaux de largeur variable.
- ❖ La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

B. Modulation de largeur d'Impulsions (MLI):

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. Les grandeurs de sortie des commandes analogiques ou numériques de l'onduleur servent à obtenir les tensions ou courants désirés aux bornes de la machine. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe (en général une tension continue) par l'intermédiaire d'un convertisseur direct [16]. Celui-ci réalise les liaisons électriques entre la source et la charge. Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les rapports cycliques. Les techniques de modulation de largeur d'impulsions sont multiples ; cependant, quatre catégories de MLI ont été développées [16] :

- Les modulations sinus-triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence à une porteuse, en général, triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre.
- Les modulations post calculées encore appelées MLI régulières symétriques ou MLI vectorielles dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.
- Les modulations stochastiques pour lesquelles l'objectif fixé est le blanchiment du spectre (bruit constant et minimal sur l'ensemble du spectre). Les largeurs des impulsions sont réparties suivant une densité de probabilité représentant la loi de commande.

C. Principe de la commande de l'onduleur par la stratégie (MLI sinus-triangle) :

Le principe général de la commande MLI 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 [18,15]:

- Le premier, appelé signal de référence, de fréquence f 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, de fréquence f_p 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.

Lorsque le signal de référence est au-dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1 et lorsqu'il est au-dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0.

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant [18] :

Si $U_r \geq U_p$ alors $S(t) = 1$ sinon $S(t) = 0$

U_r : Tension de référence

U_p : Tension de porteuse

$S(t)$: est le signal MLI résultant

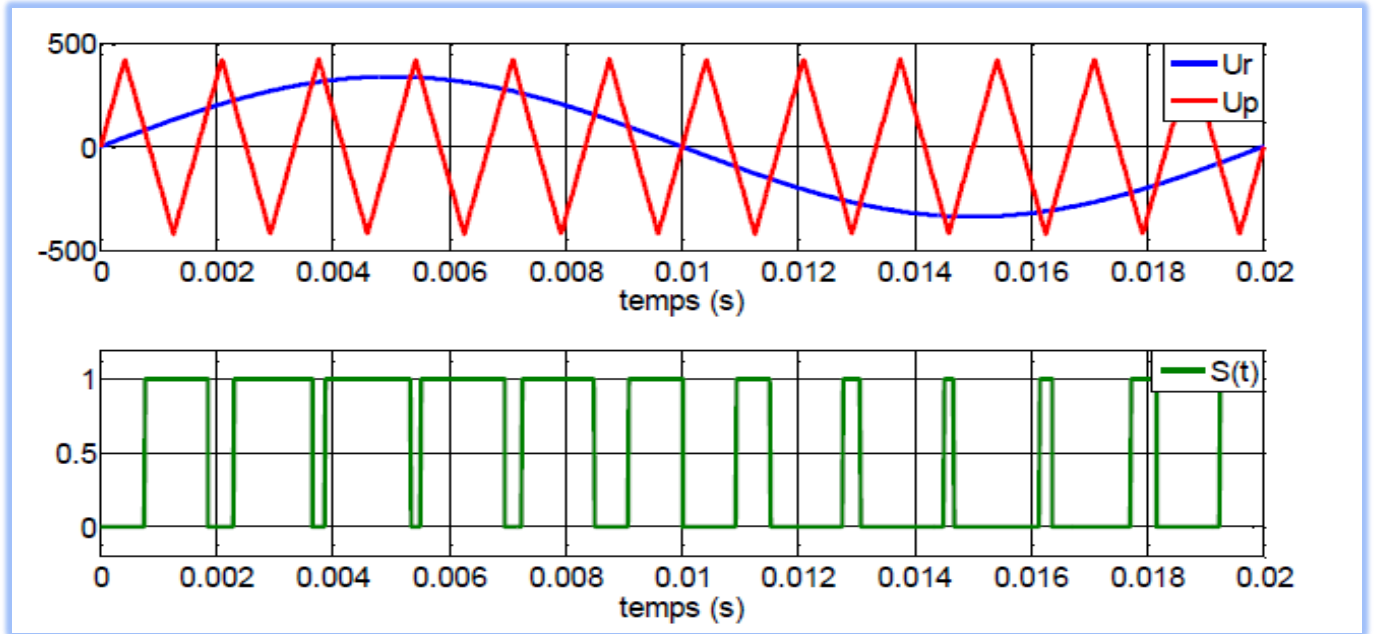


Figure I.17: Illustration de la MLI sinus-triangle

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres [15]

- $m = f_p/f$

m : L'indice de modulation qui définit comme étant le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence du signal de référence f .

- $r = \frac{U_r}{U_p}$

r : Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) qui est défini comme étant le rapport entre la des amplitudes de tension de la référence U_r et la valeur crête de la porteuse U_p .

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de f.e.m. égale à $E/2$ connectés entre eux par un point commun (0) [16].

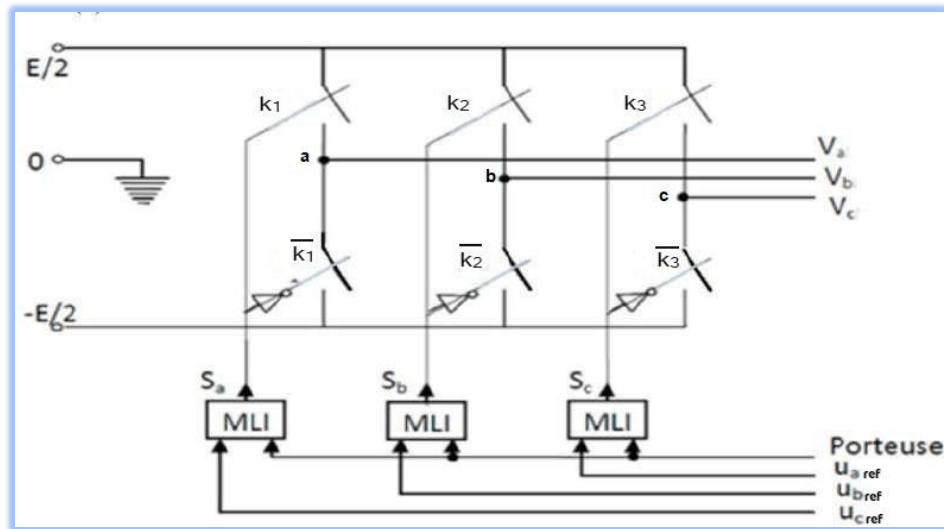


Figure I.18 : Schéma équivalent de l'onduleur à MLI

Chapitre II: 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 est la plus connue [19].

La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel –Intégral (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application

II.1.1 Principe de la commande vectorielle en tension:

Le principe du découplage permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant I_d nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant I_q via la tension V_q . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation [20].

II.1.2 Stratégie de la commande:

La commande vectorielle, également appelée commande par orientation de champ, repose sur le principe de maintenir la composante directe du courant statorique (I_d) à zéro, tout en régulant la vitesse de la machine à l'aide de la composante en quadrature du courant (I_q) ou de la tension correspondante (V_q).

Sur le plan physique, cette stratégie vise à aligner le courant statorique perpendiculairement au flux magnétique statorique, de manière à ne conserver que la composante I_q , responsable de la production du couple.

Cela est représenté dans le référentiel de Park, où la machine synchrone est modélisée avec des aimants permanents équivalents à un enroulement parcouru par un courant constant, générant ainsi un flux identique à celui des aimants réels.

Cette méthode de commande présente un avantage notable : elle permet d'atteindre des vitesses supérieures à la vitesse nominale de la machine, tout en maintenant la tension statorique constante, ce qui est particulièrement utile dans les applications nécessitant une large plage de vitesses de fonctionnement.

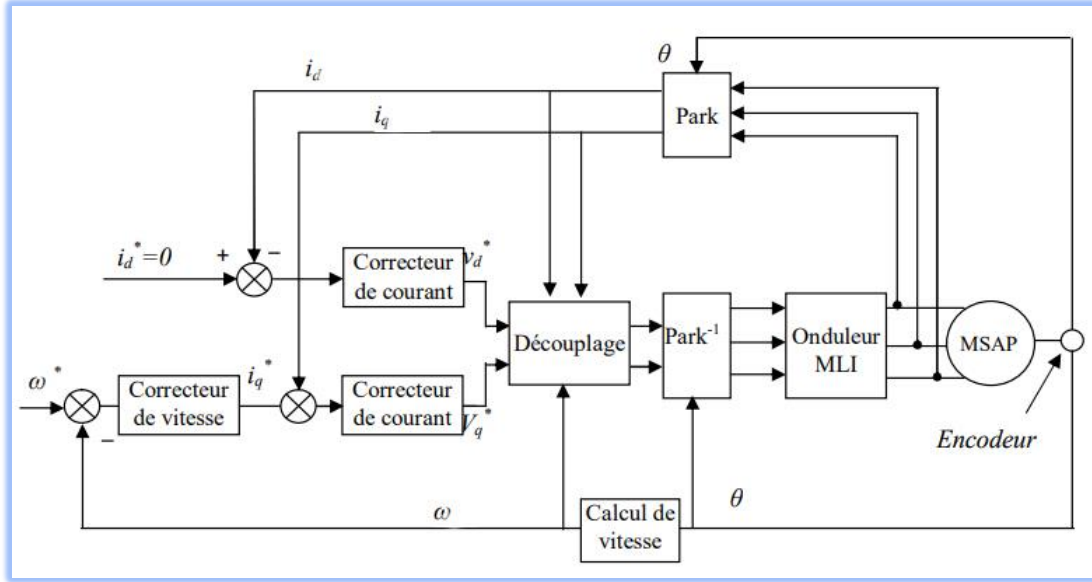


Figure II.1 : schéma global de la commande vectorielle avec régulateurs PI appliquée à la msap

II.1.3 Les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle :

Les Avantages	Les Inconvénients
- Elle est basée sur le modèle transitoire (traite les régimes transitoires, ce que ne le permet pas un variateur classique). - Elle est précise et rapide. - Il y a un contrôle du couple à l'arrêt. - Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.	- faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique. - La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. - Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP) - Nécessite des algorithmes complexes de transformation (Park, Clarke, etc.) - Les environnements industriels (poussière, vibrations) peuvent perturber ces capteurs.

II.1.4 Découplage par compensation :

La compensation donc, à pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [21].

Les tensions suivant les axes (d, q) peuvent être exprimées sous les formes suivantes :

$$V_d = \left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q$$

$$V_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \quad (II.1)$$

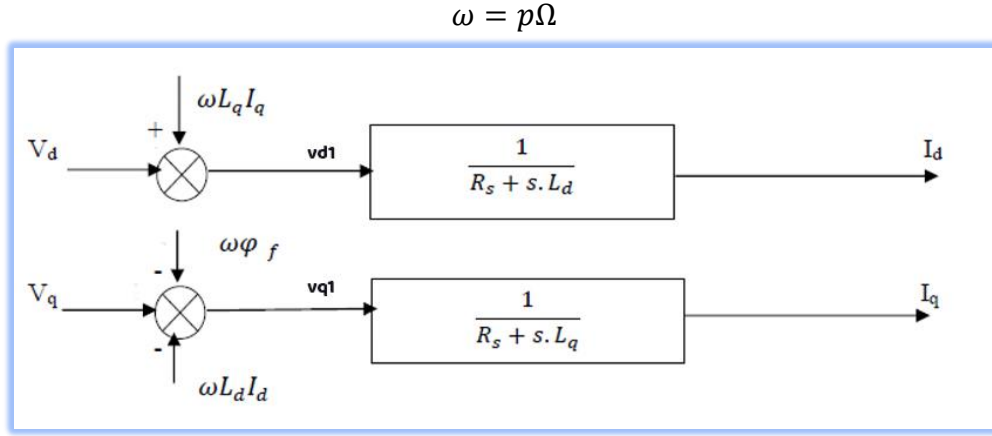


Figure II.2 : Découplage par compensation

Les tensions v_d et v_q dépendent à la fois des courants sur les axes « d » et « q », on est donc amené à implanter un dé couplage. Ce dé couplage est basé sur l'introduction des termes compensatoires e_d et e_q :

$$e_d = \omega L_q i_q$$

$$e_q = \omega(L_d i_d + \varphi_f) \quad (\text{II.2})$$

a partir de l'équation (II.1) et (II.2)

$$V_d = V_{d1} - e_d$$

$$V_q = V_{q1} + e_q$$

avec :

$$V_{d1} = (R_s + sL_d)i_d$$

$$V_{q1} = (R_s + sL_q)i_q$$

et

$$e_d = \omega L_q i_q$$

$$e_q = \omega(L_d i_d + \varphi_f)$$

Ainsi, les courants I_d et I_q sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} , tandis que I_q ne dépend que de V_{q1} . À partir de l'équation (d), les courants I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante

$$i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + s.L_d}$$

$$i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + s.L_q}$$

s : Opérateur de Laplace. Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques.

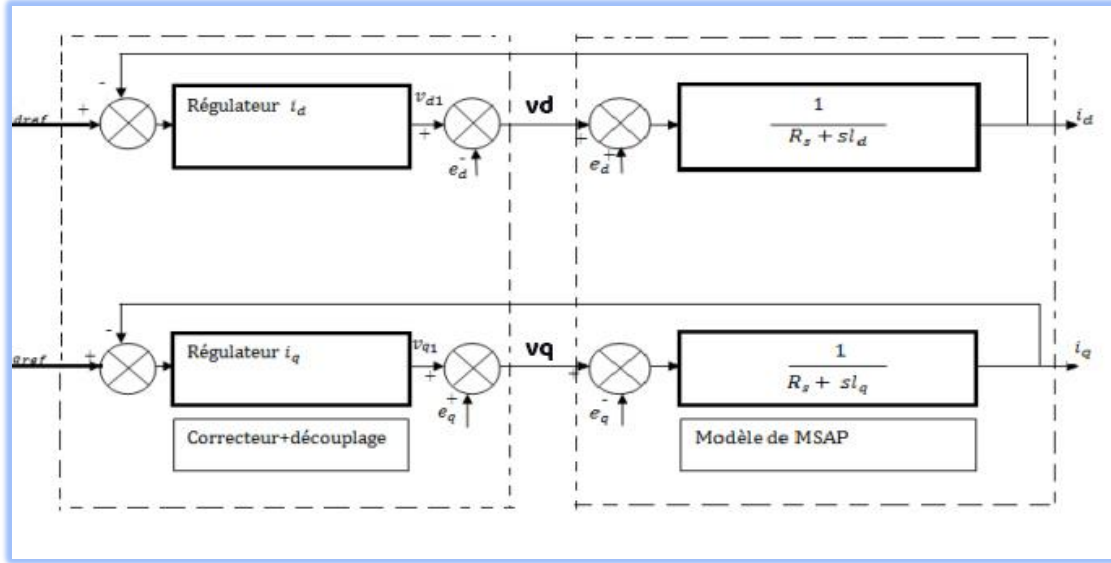


Figure II.3 : Schéma de découplage par compensation détaillée

II.1.5 Calcul des Régulateurs :

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes [22].

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel-intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [23].

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, Figure II.4 La relation entre la sortie $Ur(t)$ et le signal d'erreur $\epsilon(t)$ est donnée par la relation suivante

$$Ur(t) = k_p \epsilon(t) + k_i \int_0^t \epsilon(t) dt \quad (II.3)$$

C'est-à-dire :

$$\frac{Ur(s)}{\epsilon(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (II.4)$$

Avec:

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain integral

T_i : Constante de temps d'intégration ; $T_i = \frac{1}{k_i}$

Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante :

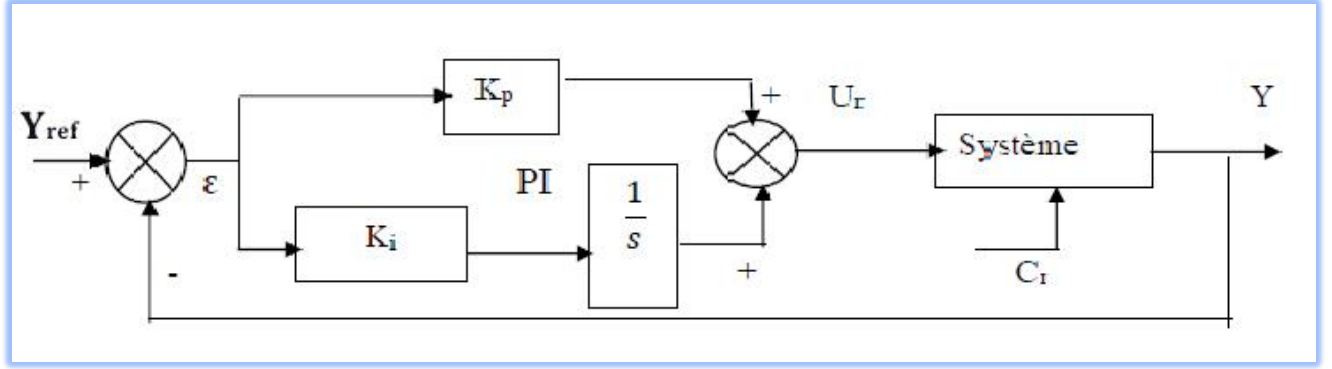


Figure II.4 : Régulateur PI

La fonction de transfert sera :

$$\frac{U_r}{\epsilon} = (k_p + \frac{k_i}{s}) \quad (II.5)$$

On peut aussi écrire la fonction de transfert du régulateur sous la forme suivante :

$$\frac{U_r}{\epsilon} = \frac{1+sT_1}{sT_2} \quad (II.6)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} & (a) \\ K_i = \frac{1}{T_2} & (b) \end{cases} \quad (II.7)$$

Dimensionnement des régulateurs

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 I_q et l'autre externe pour réguler la vitesse. [24]

A. Régulateur du courant I_q : [25,26,27]

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants I_d et I_q , le système est composé D'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence I_{qref} , le courant I_d est maintenu Nul, la commande est effectuée par les régulateurs (PI) pour avoir l'erreur statique nulle ($\epsilon = 0$) Sachant que

$$I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \quad (II.8)$$

Et que la forme générale de la fonction de transfert du régulateur (PI) est : $\frac{1+sT_1}{sT_2}$ (équation (II.6), on aboutit au schéma de la figure (II.9) :

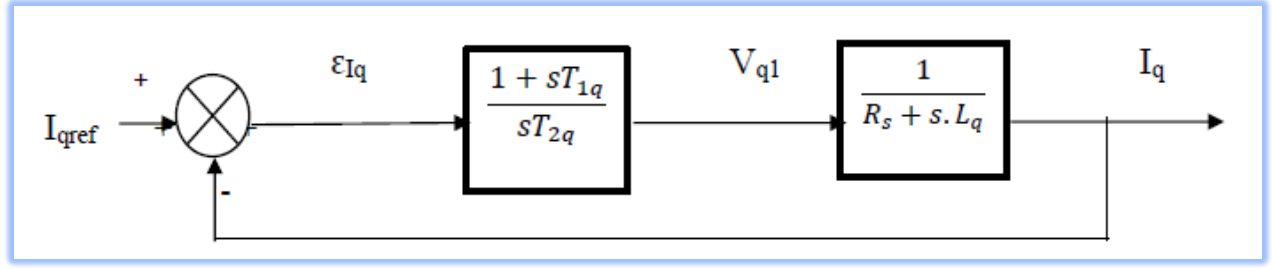


Figure II.5 : Boucle de régulation de courant I_q

La fonction de Transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (II.9) est :

$$FTBO = \frac{1+s T_{1q}}{sT_{2q}(R_s+sL_q)} \quad (II.9)$$

$$FTBO = \frac{1+sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1+s\frac{L_q}{R_s})} \quad (II.10)$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$$1+sT_{1q} = 1+s\frac{L_q}{R_s} \text{ Ce qui se traduit par la condition :}$$

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q \quad (II.11)$$

Avec :

$$\frac{L_q}{R_s} = \text{Constante de temps électrique selon l'axe } q.$$

Si on remplace la constante par sa valeur, équation (II.11) dans l'équation (II.9), on trouve :

$$FTBO = \frac{1}{sR_sT_{2q}} \quad (II.12)$$

Pour la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} \quad (II.13)$$

$$FTBF = \frac{1}{1+sR_sT_{2q}} \text{ De la forme : } \left(\frac{1}{1+s\tau_q} \right) \quad (II.14)$$

Par identification on trouve :

$$\tau_q = R_sT_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (II.15)$$

τ_q est la constante de temps en boucle fermée

En imposant le temps de réponse

$$Tr = 3\tau_q \text{ (Critère de } \pm 5\%) \quad (II.16)$$

On a :

$$T_{2q} = \frac{Tr}{3R_s} \quad (II.17)$$

Tr : Temps de réponse imposé.

Si on remplace l'équation (III.17) dans (III.7) et on obtient finalement :

$$\begin{cases} k_{pq} = \frac{3L_q}{Tr} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{Tr} \end{cases} \quad (II.18)$$

B. Régulateur de courant I_d [28,29]

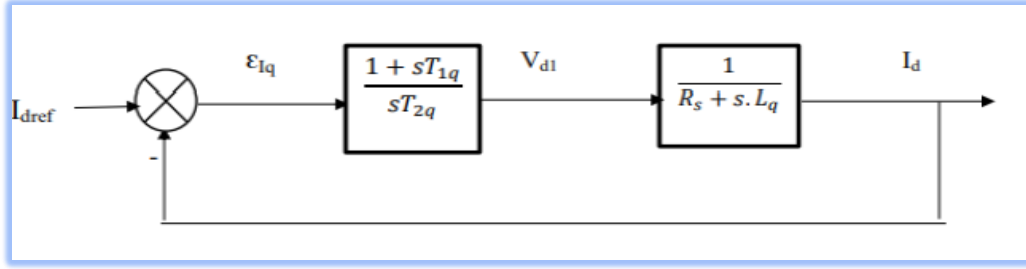


Figure II.6 : Boucle de régulation du courant I_d

De la même façon que le calcul de régulateur du courant Iq on détermine le régulateur du courant I_d avec :

$$\frac{L_d}{R_s} = T_{1d} = \tau_d \quad (II.19)$$

On Impose :

$$Tr = 3\tau_d = \frac{3 R_s}{K_{id}} \quad (II.20)$$

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{3 R_s}{Tr} \\ K_{pd} = \frac{3 L_d}{Tr} \end{cases} \quad (II.21)$$

C. Régulateur de Vitesse :

Le régulateur de vitesse permet la détermination du couple de référence afin de maintenir la vitesse constante. En insérant un régulateur PI dans la boucle de vitesse on obtient le schéma de la figure suivante [30] :

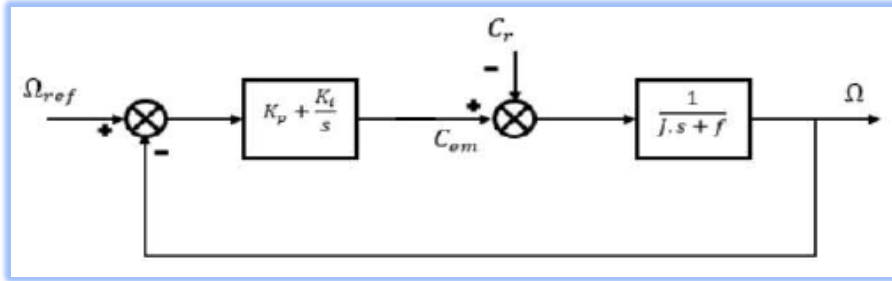


Figure II.7 : Boucle de régulation de la Vitesse

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

$$K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} = \frac{K_{p\Omega}}{s} \left(s + \frac{K_{i\Omega}}{K_{p\Omega}} \right)$$

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

$$FTBO_{\Omega} = \frac{Kp_{\Omega}}{s} \left(s + \frac{Ki_{\Omega}}{Kp_{\Omega}} \right) \frac{1}{(J.s + f)}$$

En adoptant ainsi l'expression de la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée qui donnée par:

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega(P)}{\Omega_{ref}(P)} = \frac{Kp_{\Omega}(s + \frac{Ki_{\Omega}}{Kp_{\Omega}})}{Js^2 + (f + Kp_{\Omega})s + Ki_{\Omega}}$$

La FTBF possède une dynamique de 2eme ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_o^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_o} s + 1 = 0$$

Alors par identification on trouve :

$$\begin{aligned} \frac{J}{Ki_{\Omega}} &= \frac{1}{\omega_o^2} \\ \frac{Kp_{\Omega} + f}{Ki_{\Omega}} &= \frac{2\xi}{\omega_o} \end{aligned}$$

Avec :

ω_o : Pulsation propre du système.

ξ : Coefficient d'amortissement.

On déduit :

$$\begin{cases} Ki_{\Omega} = J. \omega_o^2 \\ Kp_{\Omega} = \frac{2\xi. Ki_{\Omega}}{\omega_o} - f \end{cases}$$

II.1.6 Bloc de défluxage :

Dans cette technique de commande on se limite à la méthode indirecte, pour le contrôle du flux, en utilisant un bloc de défluxage. Donc le flux ne peut être régulé, il est déduit de la vitesse à partir du bloc de défluxage. Cette bloc permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part, ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante [31][32]

$$\begin{aligned} \text{sous - vitesse} \quad \varphi_{\text{reff}} &= \varphi_{r \text{ nom}} & \text{pour} \quad |\Omega| &\leq \Omega_{\text{nom}} \\ \text{sur - vitesse} \quad \varphi_{\text{reff}} &= \frac{\varphi_{r \text{ nom}}}{|\Omega|} \Omega_{\text{nom}} & \text{pour} \quad |\Omega| &\geq \Omega_{\text{nom}} \end{aligned}$$

Avec :

Ω_{nom} : La vitesse de rotation nominale

$\varphi_{r \text{ nom}}$: Le flux rotorique nominal

φ_{reff} : Le flux rotorique de référence

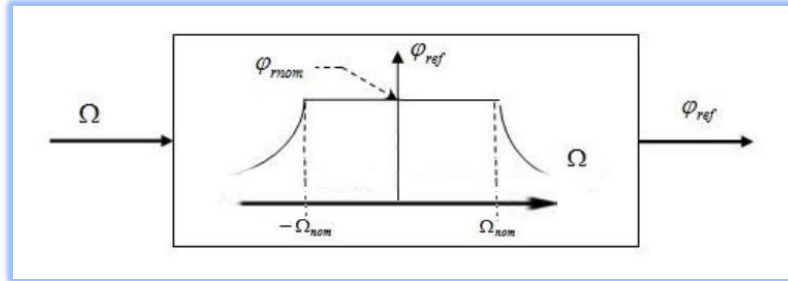


Figure II.8 : Bloc de défluxage

II.2 Simulation et analyse des résultats :

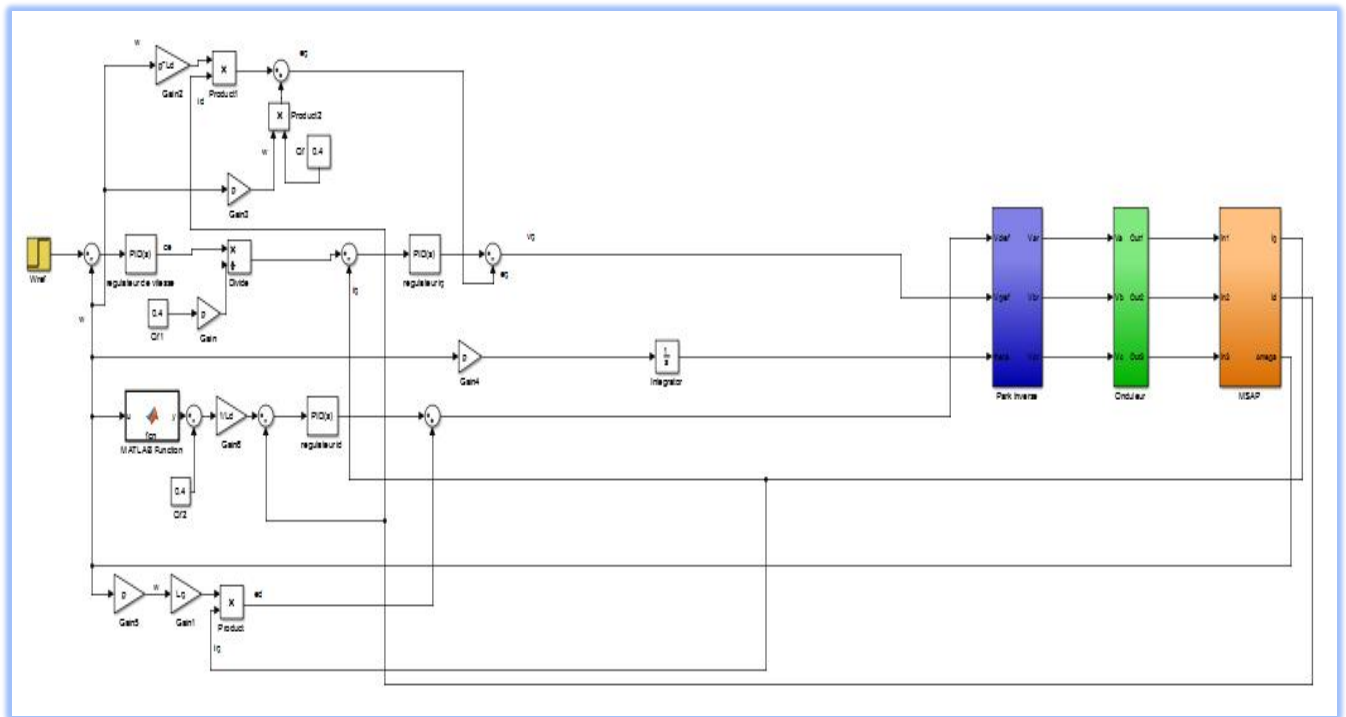


Figure II.9 : Simulation de la commande vectorielle en tension

II.2.1 Démarrage à Vide suivi de l'introduction de la charge ($C_r=10$ N.m) à $t=0.5$ s pour une consigne de vitesse de 100 rad/s

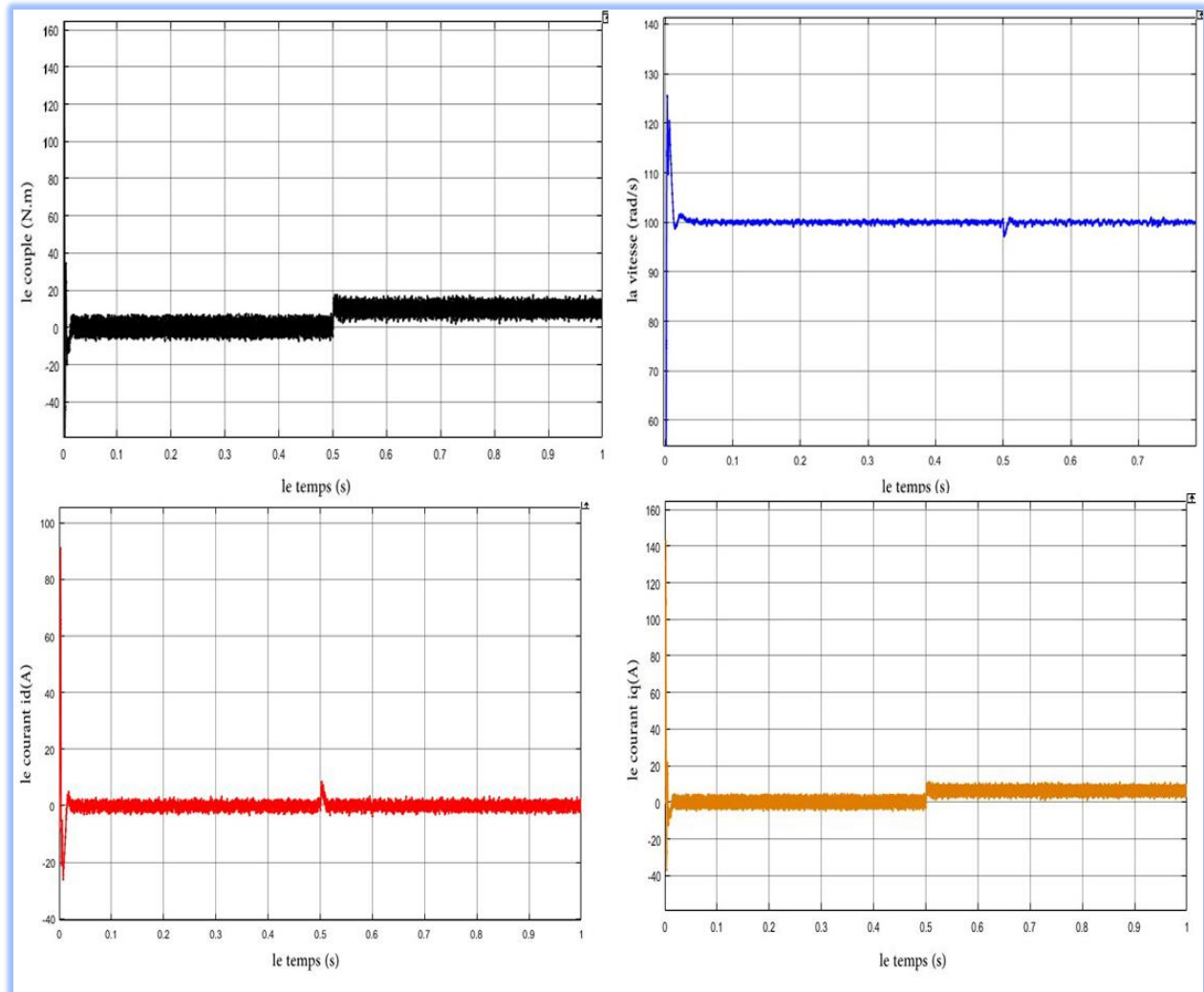


Figure II.10: Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP démarrage à vide et en charge ($C_r=10$ N.m) à $t=0.5$ s pour une consigne de vitesse de 100 rad

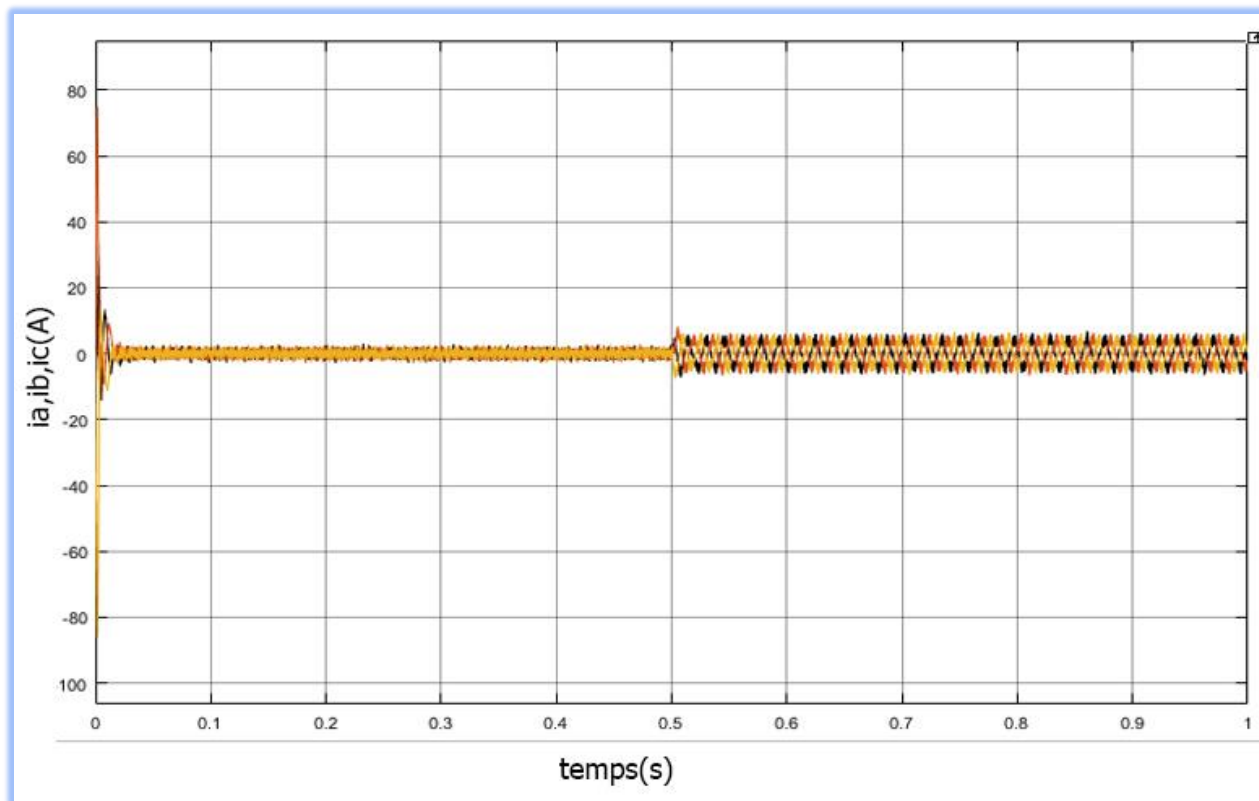


Figure II.10 : i_a, i_b, i_c a vide et en charge

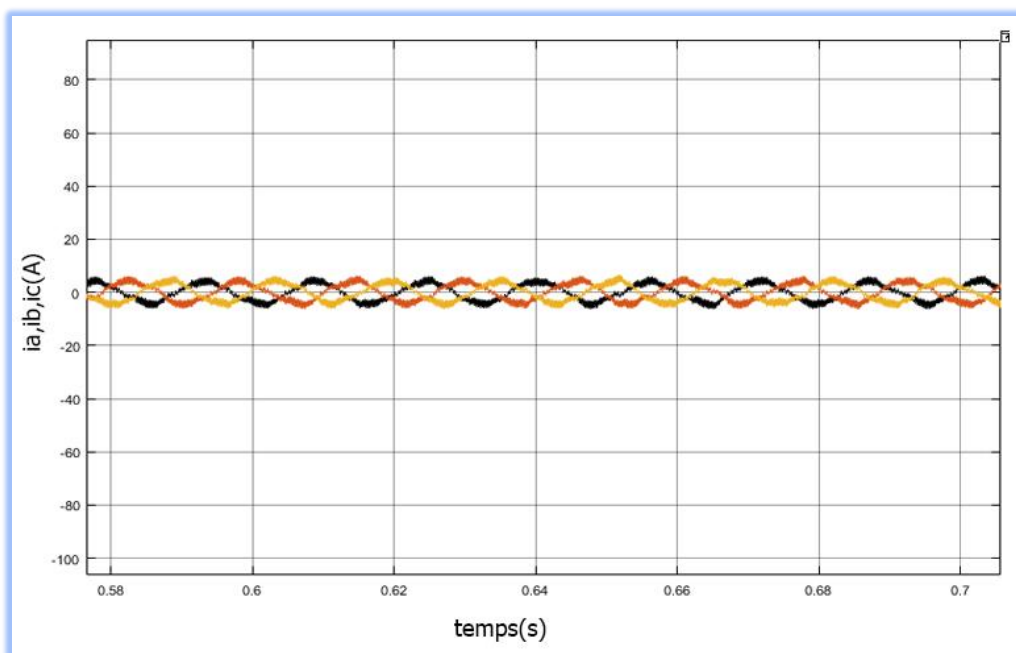


Figure II.11 : Zoom i_a, i_b, i_c en charge

II.2.2 Inversion du sens de rotation $t=0.2s$ sans charge :

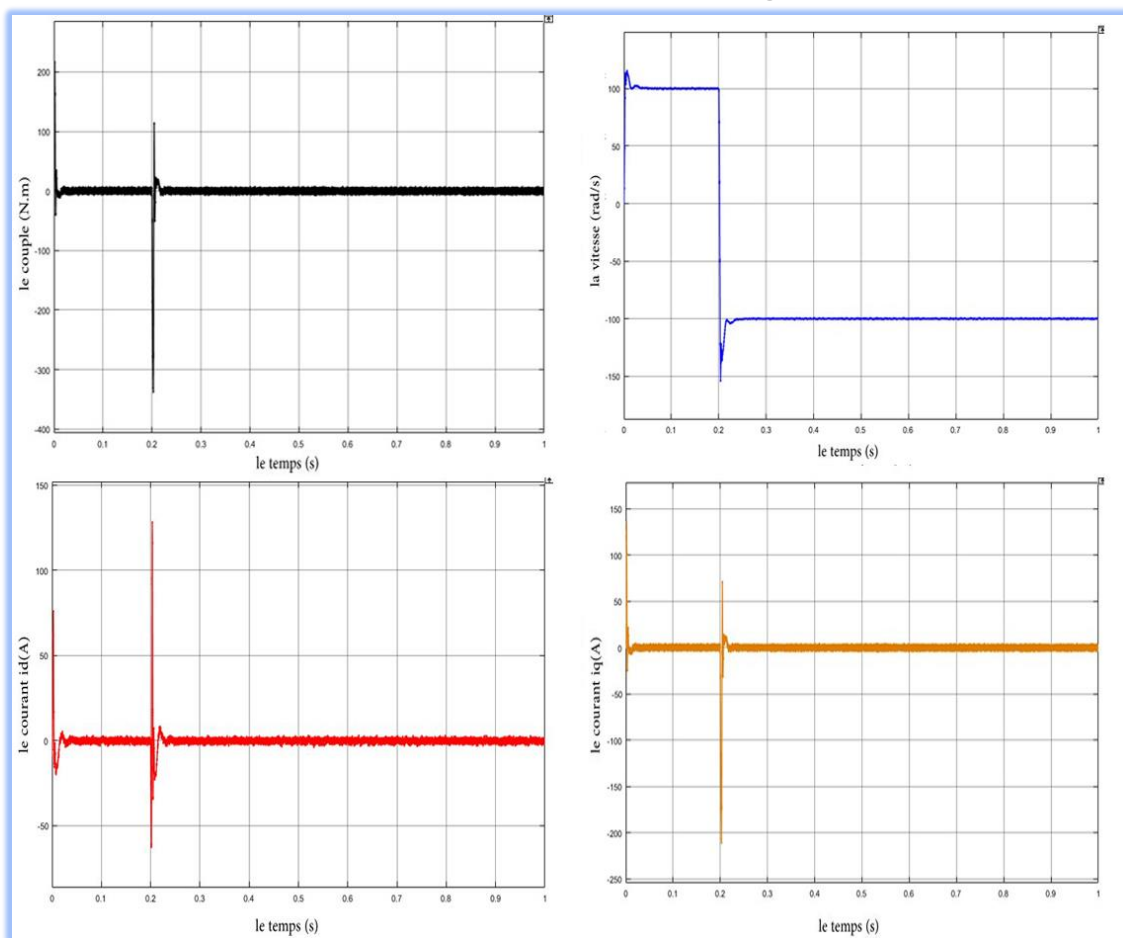


Figure II.12: Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP en Inversion du sens de rotation $t=0.2s$ sans charge

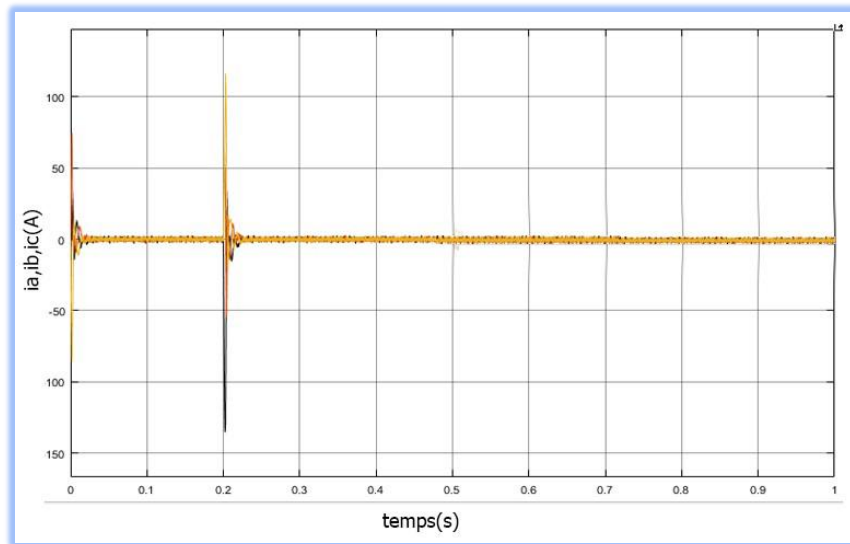


Figure II.13 : i_a, i_b, i_c en inversion du sens de rotation

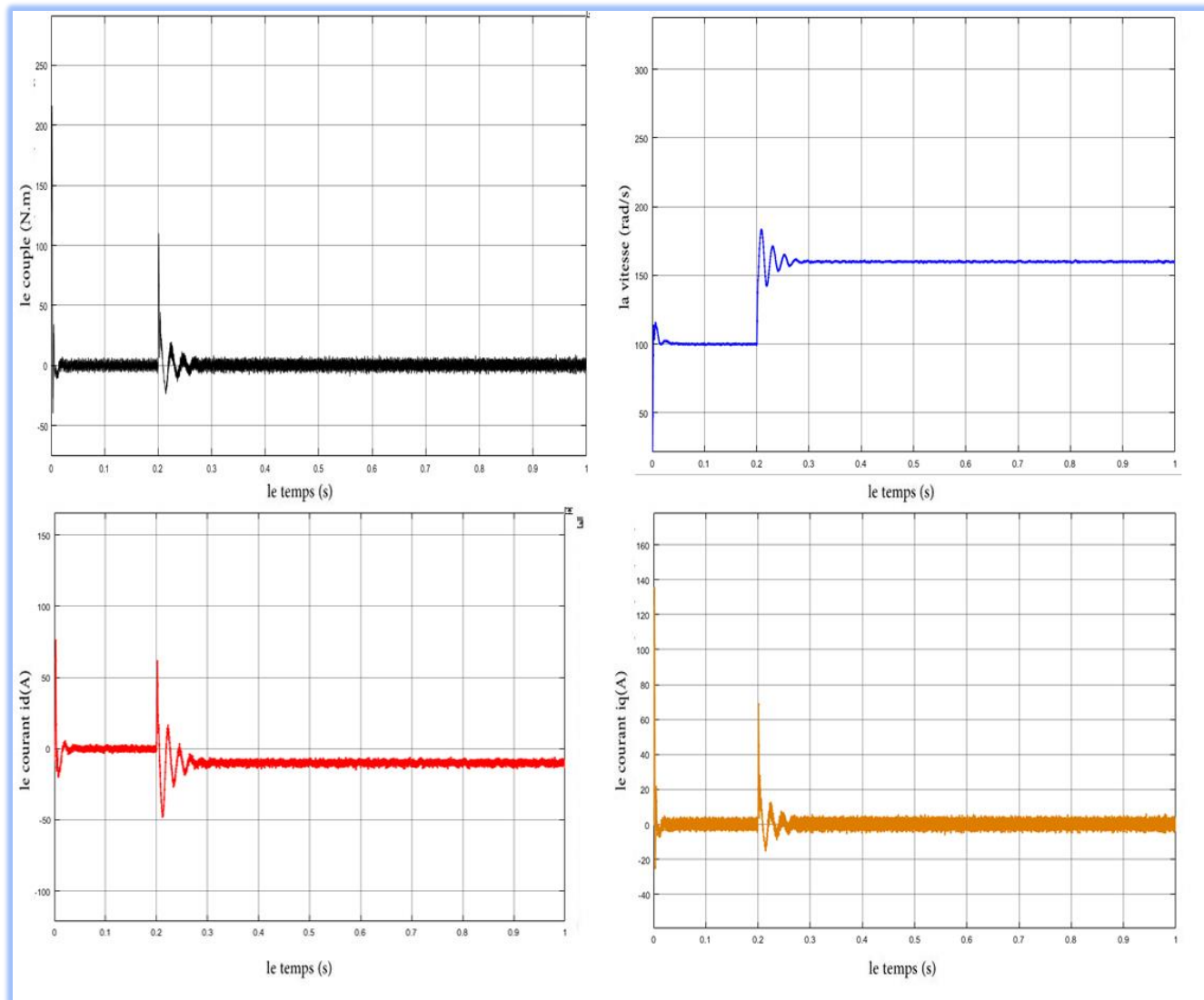
II.2.3 défluxage pour une consigne de 160 rad/s à $t=0.2s$:

Figure II.14: Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP sans charge et une consigne de 160 rad/s (défluxage) à $t=0.2s$

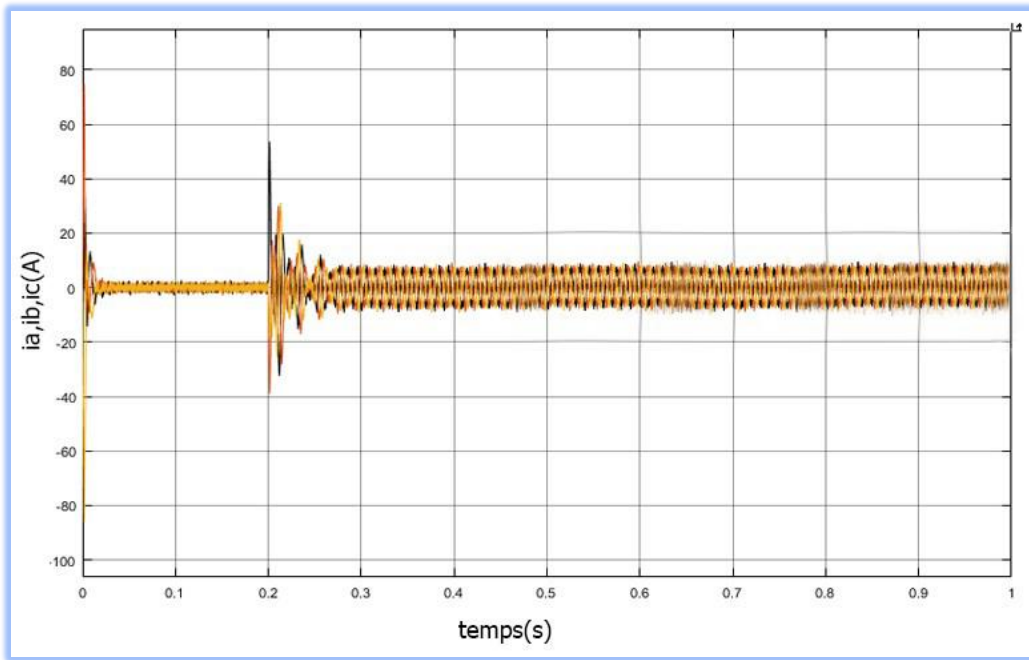


Figure II.15: i_a, i_b, i_c avec une consigne de 160 rad/s (défluxage) à $t=0.2s$

Figure II.10 : Démarrage à Vide et L'application de la charge

Lors d'un démarrage à vide avec une consigne de 100 rad/s, la MSAP présente un comportement où la vitesse suit exactement la consigne, sans dépassement, et ce, avec un temps de réponse rapide. Les deux composantes du courant statorique démontrent parfaitement le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($I_d = 0$), où le couple électromagnétique est exclusivement influencé par la composante I_q , assurant ainsi une séparation claire et efficace des effets. L'application d'une charge de $C_r = 10$ N.m à l'instant $t = 0,5$ s montre que la courbe de vitesse suit fidèlement la référence imposée, atteinte rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de cette perturbation entraîne une légère chute de la vitesse, qui est rapidement corrigée. Le couple électromagnétique passe de 0 à 10 N.m, puis se stabilise à la valeur du couple résistant (10 N.m). Le courant statorique I_q reflète parfaitement le comportement du couple électromagnétique, tandis que le courant I_d reste nul, ce qui confirme l'efficacité de la commande vectorielle.

Figure II.11 : Inversion du sens de rotation

on a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle +100 rad/s à la valeur -100 rad/s à l'instant $t=0.2s$ sans charge. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement

Figure II.12 : Défluxage

Au début du fonctionnement, le moteur est mis en marche avec une vitesse de 100 rad/s. Ensuite, à l'instant $t = 0,2$ s, la vitesse est augmentée à 160 rad/s, ce qui dépasse la vitesse nominale de 130 rad/s. On observe que le courant i_d devient négatif, c'est-à-dire qu'il passe en dessous de zéro. Tandis que le couple électromagnétique et le courant i_q suivent une évolution similaire, présentant une forme quasiment identique au cours du temps.

II.2.2 : Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle visant à rendre le comportement électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, grâce à une régulation du courant et de la vitesse. Nous avons ensuite mis en évidence, à travers une simulation numérique, l'efficacité du découplage entre le flux et le couple, ce qui témoigne de la simplicité de mise en œuvre de cette méthode de commande

Chapitre III: Commande par mode glissant de la Msap

III.1 Introduction:

La technique de commande à structure variable (CSV) par mode glissant en anglais Sliding Mode Control, est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbations due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, tout en ayant une très bonne réponse dynamique [33]. Dans ce chapitre nous présentons des notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant traitée dans le plan de phase. On présente son application pour la commande de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents.

III.1.1 Systèmes à Structures Variables :

La commande à structure variable par régime glissant apparue depuis le début des années 60, grâce aux résultats théoriques du mathématicien A.F. PHILIPPOV est une commande non linéaire qui est basée sur l'utilisation d'un terme discontinu. Après les travaux développés par l'équipe du professeur EMEL'YANOV en union Soviétique et à cause des problèmes de broutements et de réalisation, la structure variable a attendu la fin des années soixante-dix pour connaître sa réapparition et son épopée avec l'avancée de l'électronique et l'informatique. En effet, sachant que cette commande est basée sur la commutation de haute fréquence pour un meilleur régime glissant [34].

III.1.2 PRINCIPES DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE EN MODE GLISSANT :

Le régime glissant intervient de manière prépondérante dans la définition et les propriétés d'une classe de systèmes de commandes très importante. Un système à structure variable est un système dont la structure change son fonctionnement. Il est caractérisé par un choix d'une fonction et d'une logique de commutation. Ce choix permet de commuter d'une structure à une autre à tout instant, de plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [35]. Dans la commande des systèmes à structure variable par le mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface, cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de celle-ci se produit par système de commande à structure variable qui est définie pour chacune des composantes du vecteur de commande

$U_i : (i = 1, \dots, m)$. La forme d'une commande à structure variable [36]:

$$\begin{cases} U_i = U_{\max} & \text{Si } S_i(x) > 0 \\ U_i = U_{\min} & \text{Si } S_i(x) < 0 \end{cases} \quad (III.1)$$

Telle que la condition d'accès soit vérifiée, c'est à dire telle que la trajectoire d'état atteigne la surface de commutation $S(x) = 0$ en un temps fini.

III.1.3 Fonction de commutation :

La structure de commande est caractérisée par le signe d'une fonction vectorielle $S(x) = 0$ appelée fonction de commutation. Dans le cas des modèles linéaires, la fonction de commutation est choisie comme une fonction linéaire de l'état [37] :

$$S(x) = [S_1(x), S_2(x), \dots, S_m(x)] = C x \text{ Ou } C = [c_1, c_2, \dots, c_m].$$

Chaque fonction scalaire de commutation $S_j(x)$ décrit une surface linéaire $S_j(x)$.

III.1.4 Hyperplan de commutation :

La surface de commutation associée au système de commande à structure variable $S_j = \{x \in R^n : S_j(x) = 0\} \quad j=1 \dots m$ est appelée hypersurface de glissement [37].

III.1.5 Régime glissant :

Si pour tout vecteur d'état initial $x(t_0) \in S$ la trajectoire d'état reste dans l'hypersurface $x(t) \in S, \forall t > t_0$ alors $x(t)$ est un mode glissant pour le système [37].

III.1.6 Surface de glissement :

Si tout point de S est tel qu'il existe des trajectoires d'état hors de S le contenant alors la surface de commutation S est appelé surface de glissement.

Le but de système de commande à structure variable est d'amener asymptotiquement l'état du système à partir d'une condition initiale quelconque $x(0) = x_0$ vers l'origine de l'espace d'état [37].

Ce mode de glissement est souvent qualifié d'idéal du fait qu'il requiert pour exister, une fréquence de commutation infiniment grande. De fait, tout système de Commande comprend l'hypersurface rend des imperfections telles que retards, hystérésis, qui imposent une fréquence de commutation finie. La trajectoire d'état oscille alors dans un voisinage de la surface de glissement, phénomène appelé chattering ou broutement. La trajectoire dans le plan de phase est constitué de trois parties distinctes :

A. Le mode de convergence (MC) :

C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence [35].

B. Le mode de glissement (MG):

C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement $S(x) = 0$ [35].

C. Le mode de régime permanent (MRP):

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [35].

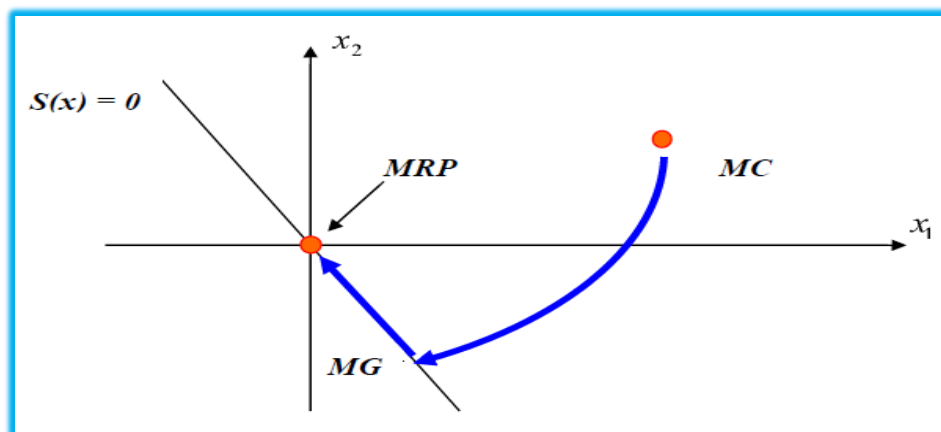


figure III.1 : Différents mode pour la trajectoire dans le plan de Phase.

III.1.7 La commande par mode glissant :

Les avantages de la commande par mode glissant sont importants et multiples, la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse,...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis . Dans ce cas, la structure de contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique de système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique de système durant le mode de convergence, cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer l'effet d'imprécision et des perturbations sur le modèle [39].

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très indépendantes l'une de l'autre :

- ✓ Choix de la surface.
- ✓ L'établissement des conditions d'existence.
- ✓ Détermination de la loi de commande.

III.1.8 Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé.

Pour un système linéaire la surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase [39].

La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x elle est donnée par:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et la référence.

λ : est une constante positive.

r : est un degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [40].

Conditions de convergence et d'existence :

On représente la convergence du système par le mode de glissement d'après la figure suivante :

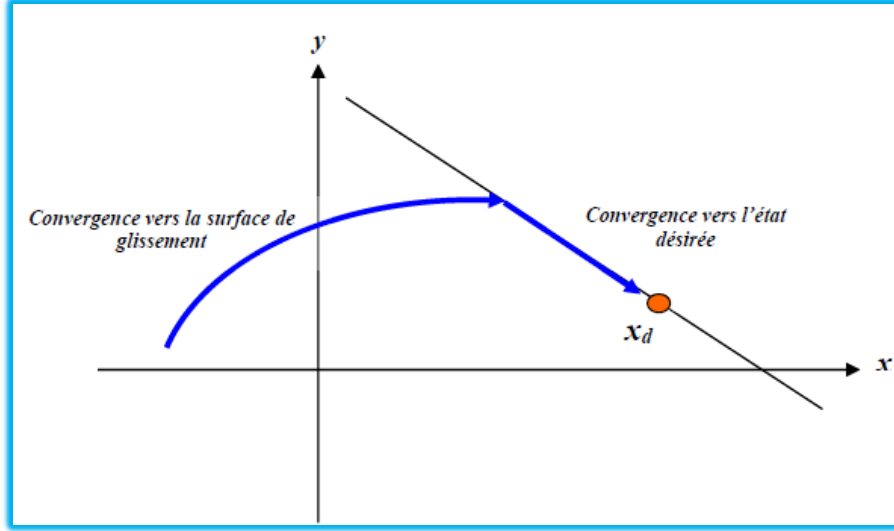


figure III.2 Convergence du système glissant.

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques de converger vers la surface de glissement et y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence :

III.1.9 La fonction de commutation :

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par EMILIANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par [39] :

$$\begin{cases} \dot{S} > 0 \text{ si } S(x) < 0 \\ \dot{S} < 0 \text{ si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (\text{III.4})$$

III.1.10 La fonction de lyapunov :

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variable d'état du système. La loi de commande doit être décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond a une fonction de LYAPUNOV.

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit [39]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.5})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) \quad (\text{III.6})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que le dérivé soit négatif. Ceci n'est vérifié que si la condition (III.4) est vérifiée l'équation (III.5) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie.

III.1.11 Calcul de la commande:

Il faut déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface de glissement et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. Si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée.

La partie continue en effet, amène à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue.

En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas, la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constitué de deux parties, une concernant la linéarisation (u_{eq}) et l'autre stabilisante (u_n).

On écrit: $u = u_{eq} + u_n$ (III.7)

Telle que u_{eq} est la commande proposée par Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$, la commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x)=0$. Elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander, elle peut être comme une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs u_{max} et u_{min} . u_n : est déterminée pour vérifier la condition de convergence.

III.1.12 La commande équivalente :

Soit un système linéaire, décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x}(t) = AX(t) + BU(t) \quad (\text{III.8})$$

Un vecteur commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\dot{S}(x, t) = \frac{dS}{dt} = \frac{dS}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} \quad (\text{III.9})$$

En remplace (III.7). (III.8) dans (III.9) nous trouvons:

$$\dot{S}(x, t) = \frac{dS}{dx} (AX(t) + BU_{eq}) + \frac{dS}{dx} BU_n \quad (\text{III.10})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent

sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles, d'où nous déduisons l'expression de la

$$\text{commande équivalente : } U_{eq} = -\left(\frac{dS}{dx} B\right)^{-1} \frac{dS}{dx} A \quad (\text{III.11})$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie, il faut que $\left(\frac{dS}{dx} B \neq 0\right)$

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant une fonction

continue représentant la moyenne des commutations successives de " u " entre " u_{max} " et " u_{min} " d'où la condition[41] : $u_{min} \leq u_{eq} \leq u_{max}$ (III.12)

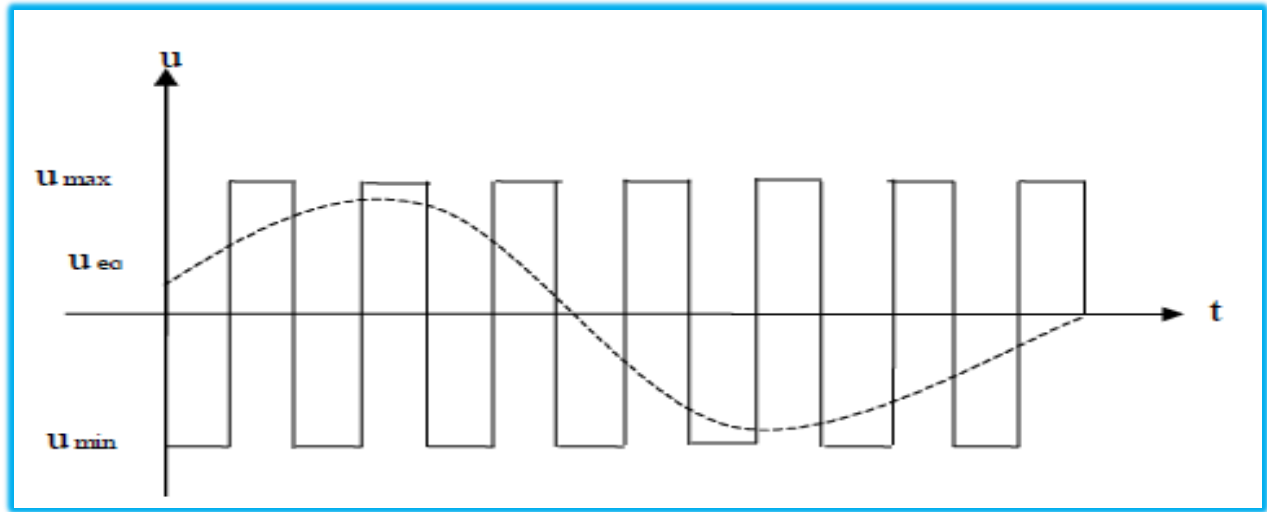


figure III.3 Commande équivalente et commande réelle.

III.1.13 La commande discontinue :

Plusieurs choix pour la commande discontinue U_n peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = [u_1, u_2, \dots, u_m]$ avec la fonction signe par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$ est:

$$\text{sign}(S(x, t)) = \begin{cases} +1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S = 0 \\ -1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

U_n : S'exprime donc comme : $U_n = -K \cdot \text{sign}(S)$ (III.14)

Où K est un gain positif. Cette fonction discontinue est représenté sur la figure III.7

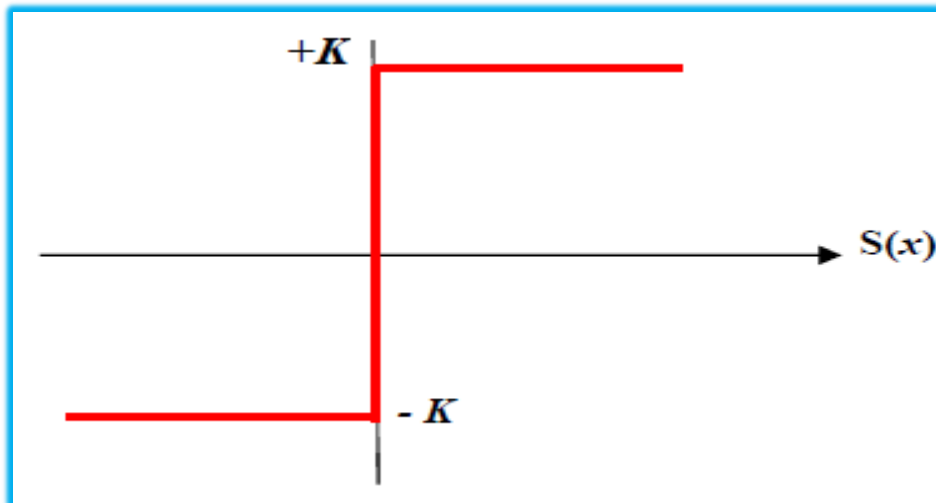


figure III.4 Commande discontinue.

Si le gain K est très petit, le temps de réponse sera long, si K est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître (Couramment appelées chattering) sur les réponses en régime permanent. figure III.8 représente un cas "typiques" de chattering.

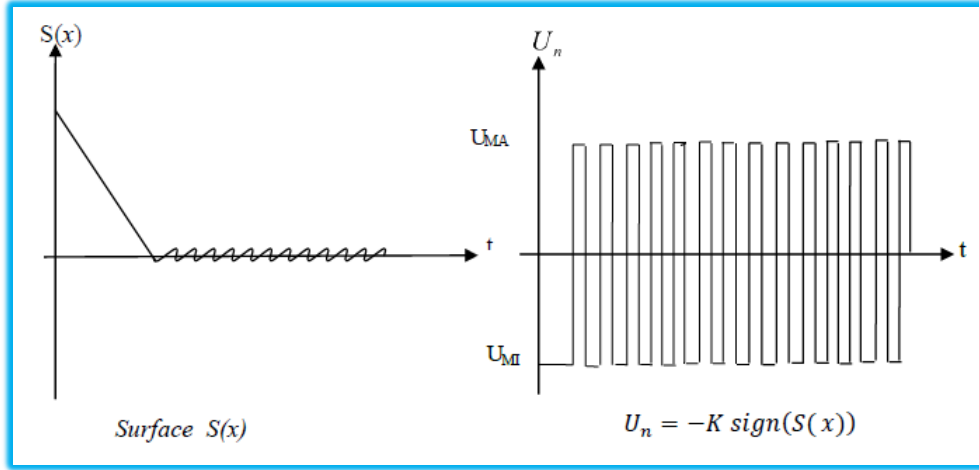


figure III.5 Surface de glissement et la commande discontinue.

L'inconvénient de cette commande discontinue est qu'elle produit le phénomène de chattering par les commutations rapides de l'organe de commande. Dans le but de réduire ce phénomène, la fonction $sign(S)$ est remplacée par la fonction continue suivante [34],[35]:

$$U_n = K \cdot \frac{S}{|S| + \lambda}$$

où λ est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations.

Lorsque $\lambda \rightarrow 0$, on tend vers la commande discontinue $sign$.

III.1.14 Application de la commande par mode de glissement d'ordre 1 à la MSAP:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} i_{sd} + \frac{L_q}{L_d} p\Omega i_{sq} + \frac{V_{sd}}{L_d} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_{sq} - \frac{L_d}{L_q} p\Omega i_{sd} - \frac{\varphi_f}{L_q} p\Omega + \frac{V_{sq}}{L_q} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_e - C_r - f_r \Omega}{J} \end{cases}$$

III.1.15 Stratégie de réglage à trois surfaces :

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces). La boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure III.9 représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur de tension [41].

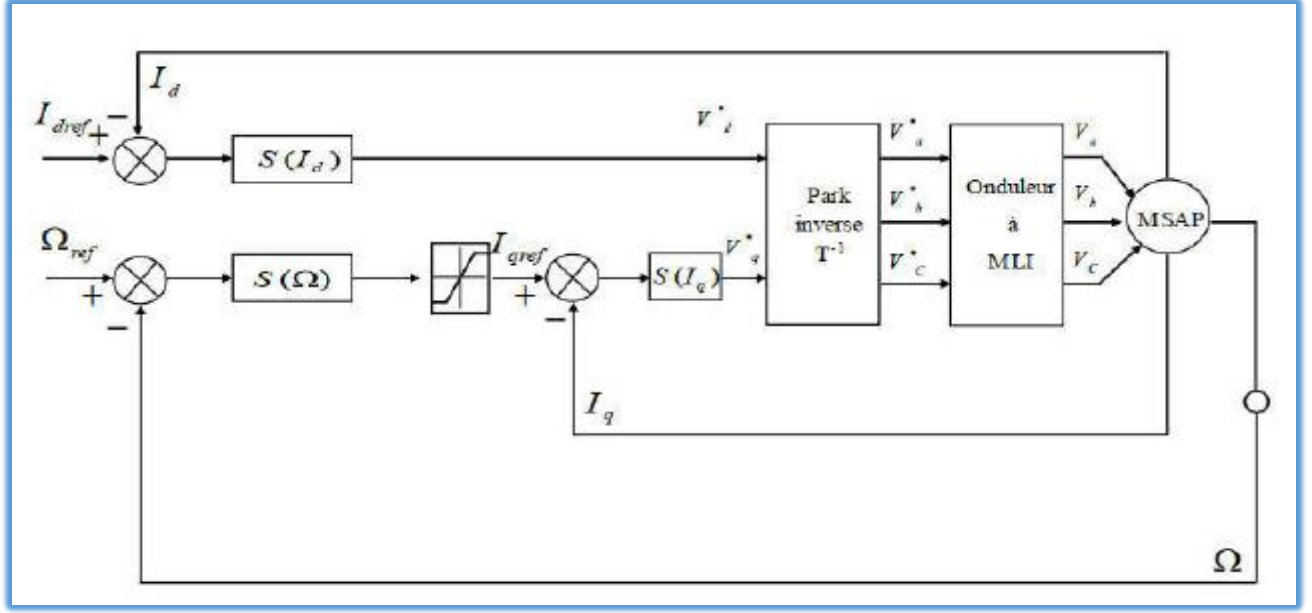


figure III.6 Schéma global du réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces

A. Réglage du courant i_{sd} :

Soit e_d l'erreur du courant direct[41] :

$$e_d = i_{sdref} - i_{sd}$$

Le degré r de la surface de glissement est égale à 1, on en déduit la surface :

$$S(i_{sd}) = i_{sdref} - i_{sd}$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_{sd}) = \frac{R_s}{L_d} i_{sd} - p \cdot \Omega \cdot i_{sq} - \frac{V_{sd}}{L_d}$$

Durant le mode de glissement, la dérivée $\dot{S}(i_{sd}) = 0$, On trouve la loi de commande :

$$V_{sdeq} = R_s i_{sd} - L_q i_{sq} p \cdot \Omega \quad \text{et} \quad V_{sdn} = 0$$

Où V_{sdeq} et V_{sdn} sont les deux composantes de la tension de commande V_{sd} . Durant le mode de convergence on satisfait la condition $\dot{S}(i_{sd}) \cdot S(i_{sd}) < 0$ en choisissant :

$$V_{sdn} = K_d \cdot \text{sign}(S(i_{sq})) \quad \text{ou} \quad V_{sdn} = K_d \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda}$$

La commande de référence V_{sdref} est :

$$V_{sdref} = V_{sdeq} + V_{sdn} \quad \text{Soit:} \quad V_{sdref} = R_s i_{sd} - L_q i_{sq} p \Omega + K_d \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + K}$$

B. Réglage du courant i_{sq} :

La commande i_{sqref} représente la somme des grandeurs i_{sqeq} , i_{sqn} :

$$i_{sqref} = i_{sqeq} + i_{sqn}$$

La valeur de i_{sqref} à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée.

l'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

L'expression de la surface est donnée par : $S(i_{sq}) = i_{sqref} - i_{sq}$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(i_{sq}) = \frac{L_d \cdot P \cdot \Omega}{L_q} i_{sd} + \frac{R_s}{L_q} i_{sq} + \frac{V_{sq}}{L_q} + \frac{P \cdot \Omega \cdot \varphi_f}{L_q}$$

Durant le mode de glissement en régime permanent, la surface $S(i_q)$ devient nulle de

même que sa dérivée: $S(i_{sq}) = 0$ et $\dot{S}(i_{sq}) = 0$ avec $V_{sqn} = 0$

La condition $S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0$ est vérifiée afin d'assurer la convergence :

$$V_{sqn} = k_q \cdot \text{sign}(S(i_{sq})) \quad \text{ou} \quad V_{sqn} = k_q \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda}$$

La commande V_{sq} devient : $V_{sq} = V_{sqeq} + V_{sqn}$

$$V_{sq} = R_s i_{sq} + P \cdot \Omega [\varphi_f + L_d i_{sd}] + K_q \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda}$$

La stabilité du système nécessite de vérifier que le produit de la surface et sa dérivée est inférieur ou égal à zéro. Afin d'assurer cette condition, les paramètres, K_d , K_v et K_q sont toujours positifs. Ces paramètres sont choisis de façon à :

- assurer la rapidité de la convergence.
- imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement.

limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal. Dans le régime permanent,

$$\text{on a : } i_{sq} = 0 \quad i_{sd} = 0 \quad \dot{\Omega} = 0$$

En remplaçant (III.40) dans (III.18), on obtient :

$$\begin{cases} -R_s i_{sd} + P \cdot \Omega \cdot L_q i_{sq} + V_{sd} = 0 \\ -R_s i_{sq} + P \cdot \Omega \cdot L_d i_{sd} + V_{sq} - P \cdot \Omega \cdot \varphi_f = 0 \\ C_e - C_r = f_r \cdot \Omega \end{cases}$$

Les gains des régulateurs (K_d , K_Ω et K_q) sont donnés en annexe A.

C. Réglage de vitesse :

La surface de glissement pour un degré relatif égal à 1 est donnée par:

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a : $S(\Omega) = 0$ et $\dot{S}(\Omega) = 0$

D'où nous déduisons : $i_{sqn} = 0$

$$S(\Omega) = 0 \rightarrow i_{sqeq} = \frac{f_r \cdot \Omega + C_r}{P \cdot [\varphi_f + (L_d - L_q) i_{sd}]}$$

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro. Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov suivante[41] :

$$S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0$$

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \rightarrow i_{sqeq} = \frac{(f_r \cdot \Omega + C_r)}{P \cdot [\varphi_f + (L_d - L_q) i_{sd}]}$$

Durant le régime transitoire, la condition de convergence $S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0$, tel que :

$$i_{sqn} = K_\Omega \cdot \text{sign}(S(\Omega))$$

ou :

$$i_{sqn} = K_\Omega \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda}$$

III.2 Simulation et analyse des résultats :

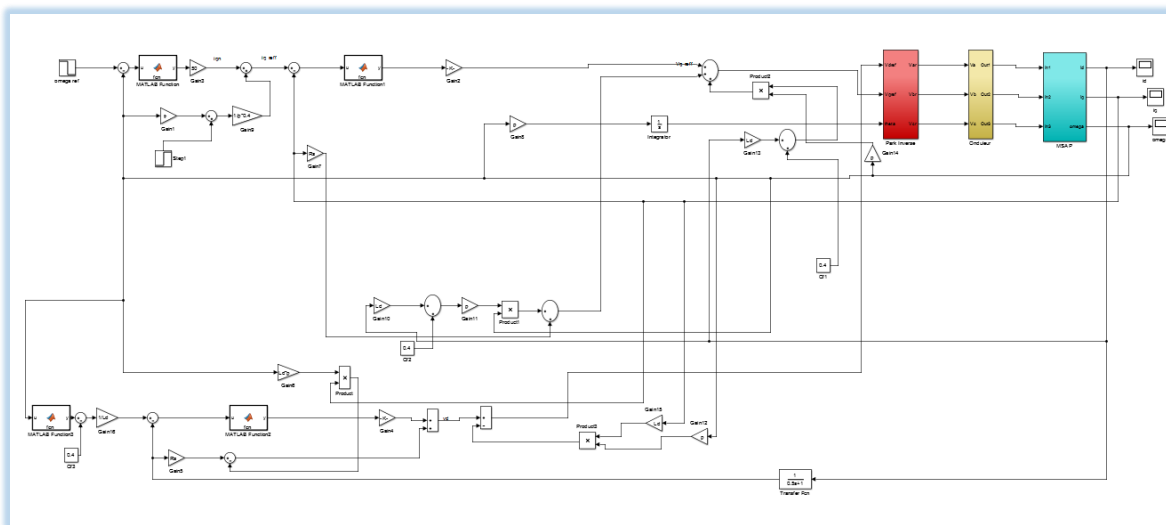


Figure III.7 : Simulation de la commande par mode glissant

III.2.1 Démarrage a vide et en charge ($C_r=10 \text{ N.m}$) à $t=0.5\text{s}$ pour une consigne de vitesse de 100 rad/s

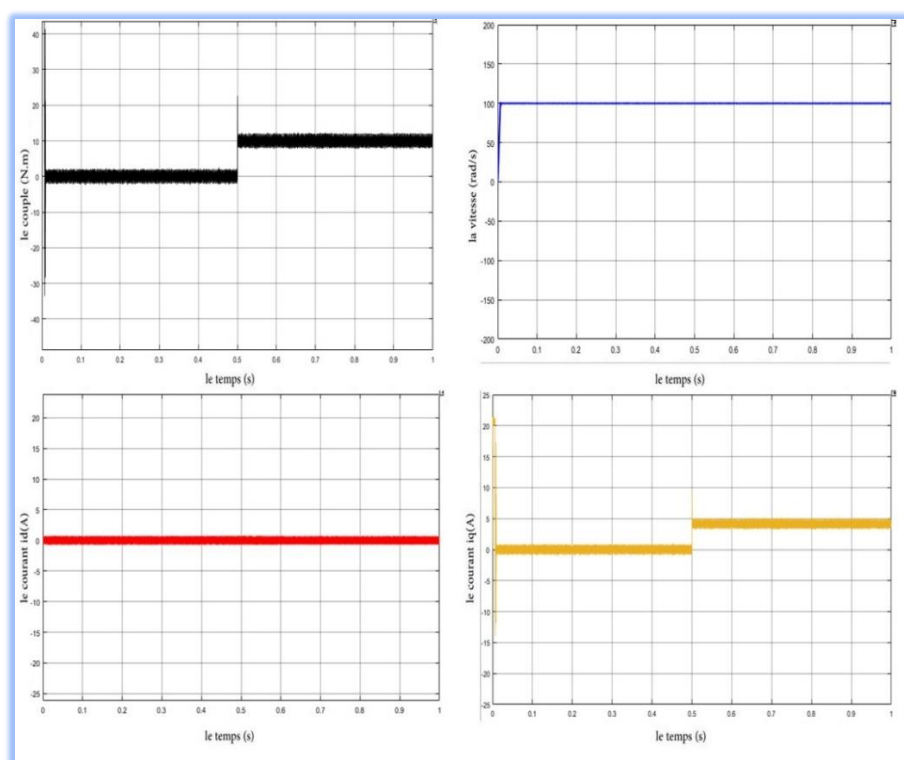


Figure III.8: Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP démarrage a vide et en charge ($C_r=10 \text{ N.m}$) à $t=0.5\text{s}$ pour une consigne de vitesse de 100 rad/s

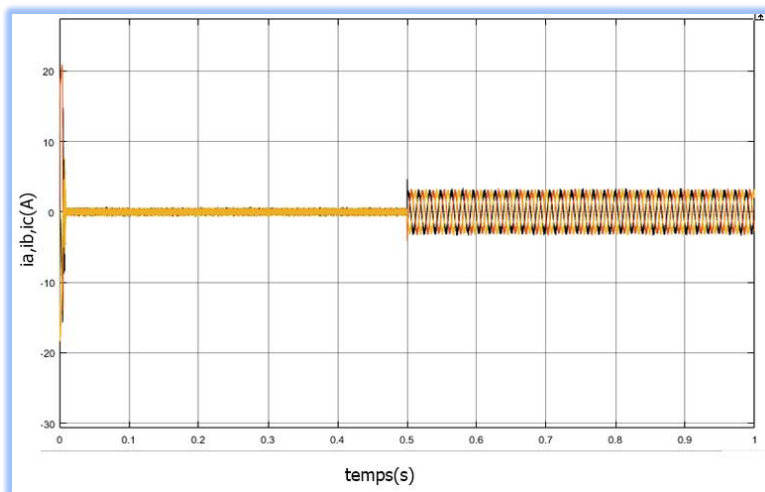


Figure III.9 : i_a, i_b, i_c à vide et en charge

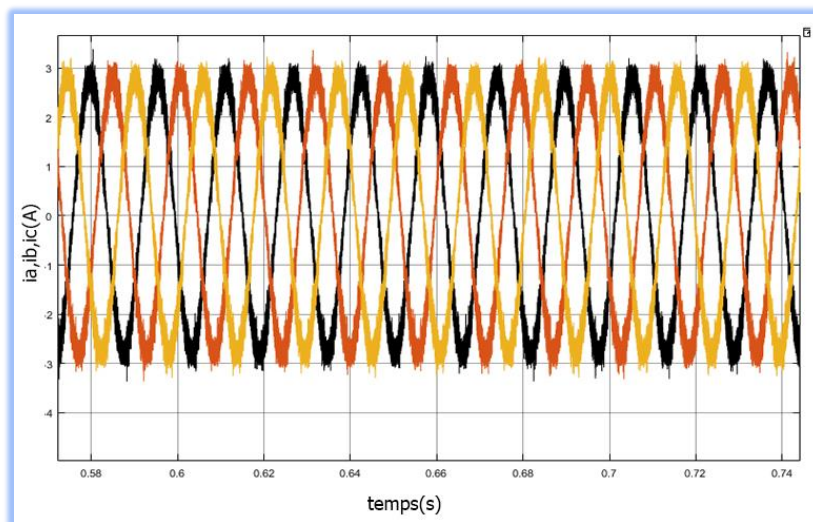


Figure III.10 : zoom i_a, i_b, i_c

III.2.2 Inversion du sens de rotation $t=0.2s$ sans charge :

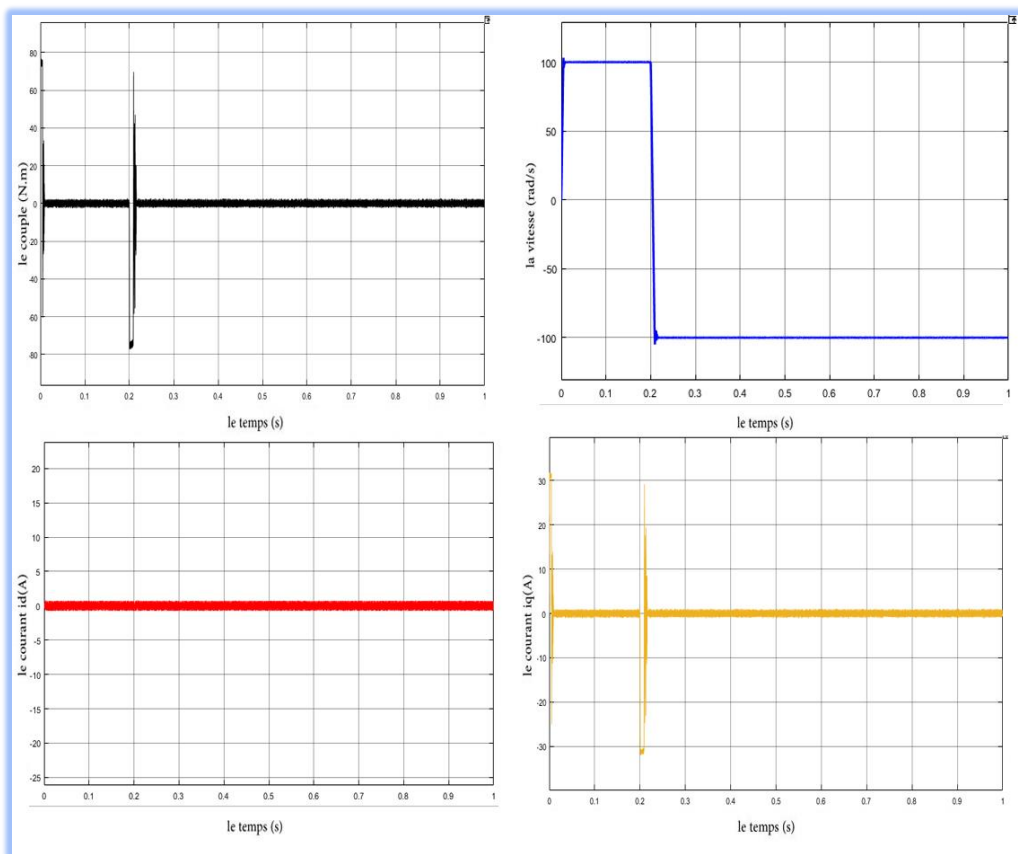


Figure III.11: Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP en Inversion du sens de rotation $t=0.2s$ sans charge

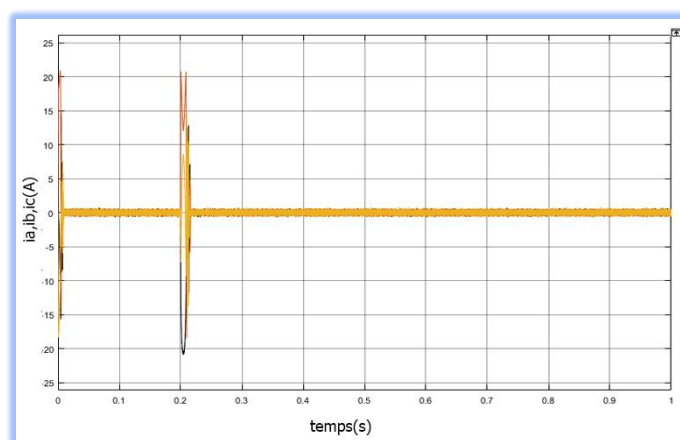


Figure III.12: i_a i_b i_c inversion

III.2.3 Défluxage pour une consigne de 160 rad/s à $t=0.2s$:

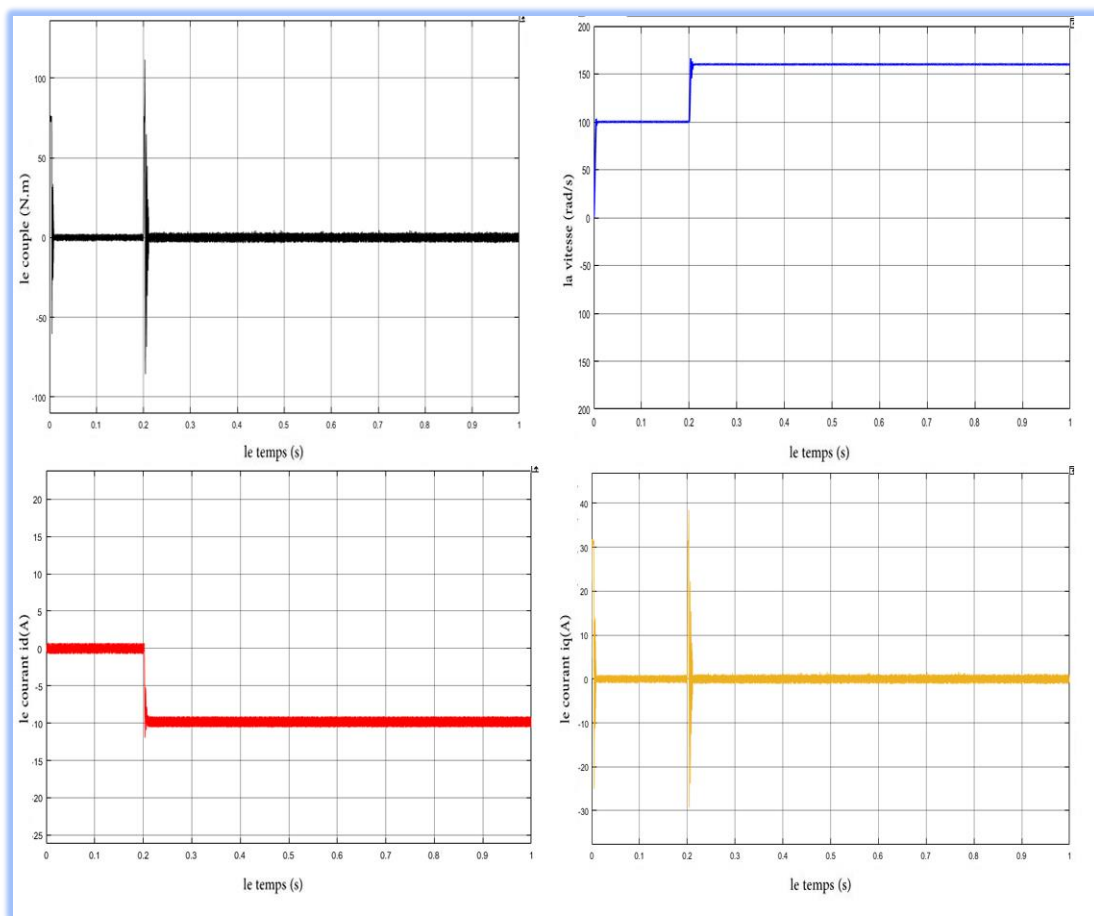


Figure III.13: Résultats de simulation de la commande par mode glissant de la MSAP une consigne de 160 rad/s (défluxage) à $t=0.2s$

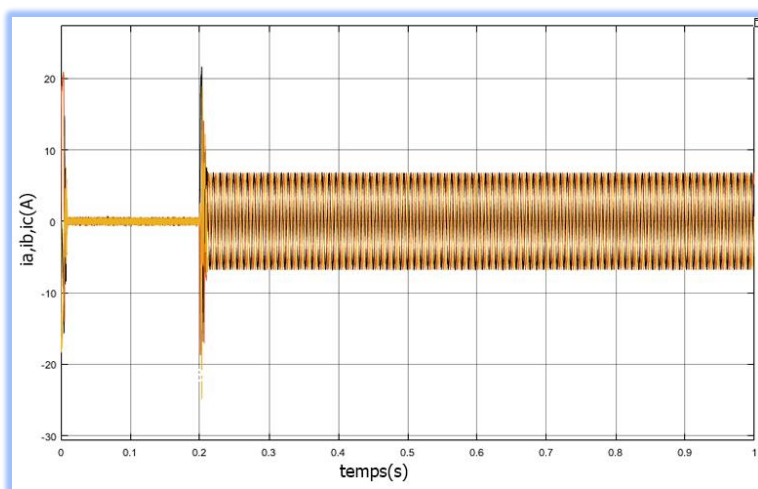


Figure III.14 : i_a i_b i_c défluxage

Figure III.11 : Démarrage à Vide et L'application de la charge

Les résultats de la simulation illustrent les bonnes performances dynamiques du MSAP en fonctionnement dans deux cas : à vide et avec l'application d'une charge soudaine.

Dans un premier temps, en fonctionnement à vide avec une vitesse de consigne de $\Omega = 100$ rad/s, on observe que la vitesse de rotation suit fidèlement la consigne sans dépassement, ce qui témoigne d'une réponse rapide du système et d'un bon contrôle.

Lorsqu'un couple résistant $C_r = 10$ N.m est appliqué à $t = 0,5$ s, les courbes montrent une stabilité remarquable : la vitesse reste quasi constante et revient rapidement à sa valeur de consigne après une légère perturbation. Cela indique l'efficacité de l'algorithme utilisé pour corriger instantanément les écarts dus à la charge.

Par ailleurs, le courant I_d reste nul pendant toute la durée de fonctionnement, ce qui confirme le succès de la technique de commande vectorielle dans la décorrélation des composantes du courant, rendant ainsi le couple contrôlable uniquement via la composante I_q . Cette dernière reflète fidèlement le comportement du couple électromagnétique, qui montre une réponse rapide aux variations de charge, atteignant immédiatement la valeur requise avant de se stabiliser à celle du couple résistant. De manière générale, les résultats démontrent l'efficacité de la commande à mode glissant à garantir la stabilité de la vitesse et la précision de la génération du couple, même en présence de charges brusques, ce qui renforce la fiabilité opérationnelle du MSAP dans les applications dynamiques.

Figure III.14 : Inversion du sens de rotation

Une simulation a été réalisée pour le cas d'une inversion du sens de rotation du MSAP, où la vitesse de référence a été changée de $+100$ rad/s -100 rad/s à l'instant $t=0,2$ s en absence de charge. Les résultats obtenus montrent que le système reste stable et performant, ce qui témoigne de la robustesse et de la fiabilité de la commande face à ce type de perturbation brusque.

On observe que l'inversion de la vitesse s'effectue de manière fluide, avec un bon suivi du couple et de la vitesse de consigne, sans oscillations marquées ni perte de stabilité. Cela confirme l'efficacité du système de commande même en régime transitoire sévère tel qu'un changement soudain du sens de rotation.

Figure III.16 : Défluxage

Au démarrage, le moteur fonctionne à une vitesse initiale de 100 rad/s. Une variation de la consigne de vitesse intervient à $t = 0,2$ s, où celle-ci est portée à 160 rad/s, dépassant ainsi la vitesse nominale. Cette augmentation entraîne une réponse dynamique marquée au niveau des grandeurs électriques : le courant direct i_d devient négatif, traduisant une adaptation du flux pour répondre à l'accélération imposée. Par ailleurs, le courant i_q et le couple électromagnétique présentent une évolution quasi identique, soulignant leur forte corrélation dans la génération du couple moteur.

II.2.2 : Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande en mode glissant appliquée à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Cette méthode de commande non linéaire se caractérise par une grande robustesse face aux incertitudes sur les paramètres du système ainsi qu'aux perturbations extérieures. En agissant directement sur la dynamique du système, elle permet

d'imposer aux grandeurs contrôlées (comme le courant et la vitesse) de suivre fidèlement des trajectoires de référence, même en présence de variations ou d'imprécisions.

Les simulations numériques réalisées ont permis de mettre en évidence l'efficacité de cette commande en termes de précision, de rapidité de réponse et de robustesse, notamment lors de changements brusques de consigne ou lors de variations de charge. Les résultats obtenus confirment que la commande en mode glissant constitue une solution performante et fiable pour le pilotage des MSAP, en particulier dans des environnements soumis à des incertitudes ou à des perturbations.

IV. Validation expérimentale

IV.1 Introduction:

Comme dans toute discipline des sciences expérimentales, la démarche expérimentale est un temps fort du processus. En électromécanique, l'expérimentation a deux objectifs : d'une part, elle permet de donner la forme aux résultats théoriques en les confrontant aux réalités de leur mise en œuvre concrète, mettant ainsi en évidence leurs limites de faisabilité éventuelles ; d'autre part, elle est un moyen sûr de valider les modèles choisis, en particulier au travers de la simulation. Ainsi, les chapitres précédents nous ont permis de construire les modèles et les lois de commande que nous avons retenus, ouvrant la voie à leur évaluation et leur validation par la simulation.

IV.1.1 Description du banc d'essai :

Le banc d'essai utilisé dans ce travail a pour objectif la validation expérimentale des techniques de commande appliquées à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), en particulier la commande vectorielle (CV) et la commande en mode glissant (SMC). Il offre la possibilité de déployer diverses lois de commande grâce à un environnement logiciel intégré, basé sur la suite MATLAB/SIMULINK et couplé à la carte d'acquisition et de commande DSPACE 1104.



Figure IV.1 : Banc d'essai

IV.1.2 Les moyens utilisés :

IV.1.3 Partie électronique de puissance :

a. Alimentation triphasée :

Elle permet d'alimenter soit directement le moteur pour une mise en marche rapide de celui-ci soit via un onduleur. Ce dernier permet de faire varier la valeur efficace des tensions composées à sa sortie



Figure IV.2 : Alimentation triphasée

b. Capteurs de mesure des courants

Sont des capteurs utilisés pour mesurer les courants des 3 phases. Le capteur de courant divise les courants captés par 2.5 et lorsqu'ils sont introduits dans la carte Dspace ils seront divisés par 10.

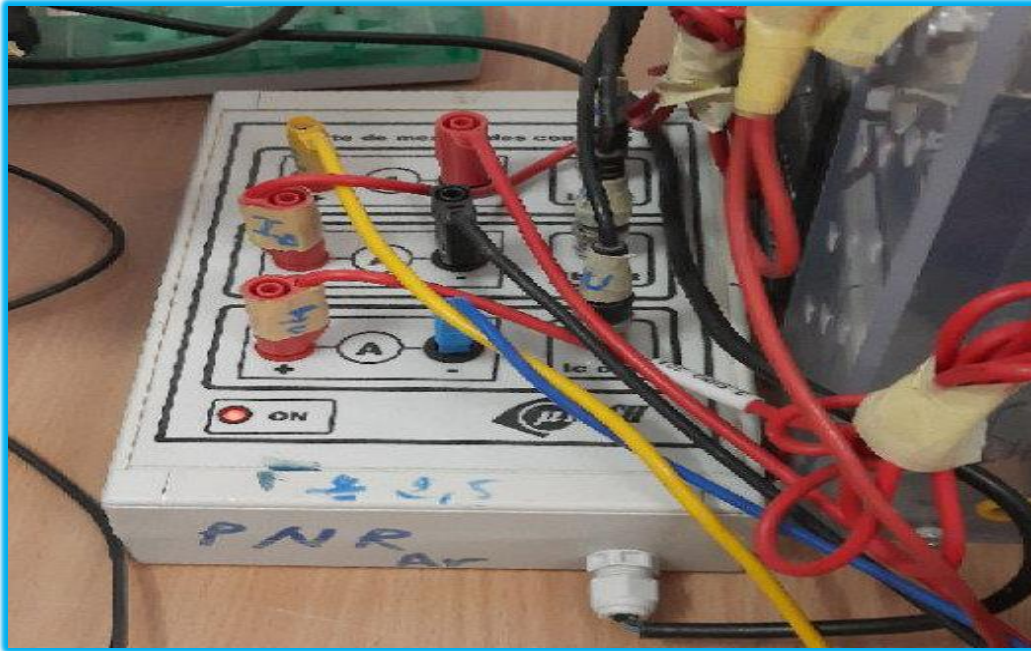


Figure IV.3 : Capteurs de Courant

b. Onduleur de tension :

Il est composé de trois bras, chaque demi-bras est composé d'un IGBT et d'une diode en antiparallèle. Le niveau de tension sur le bus continu en sortie du pont redresseur à diodes peut être ajusté grâce à une alimentation triphasée (0-450V entre phases).

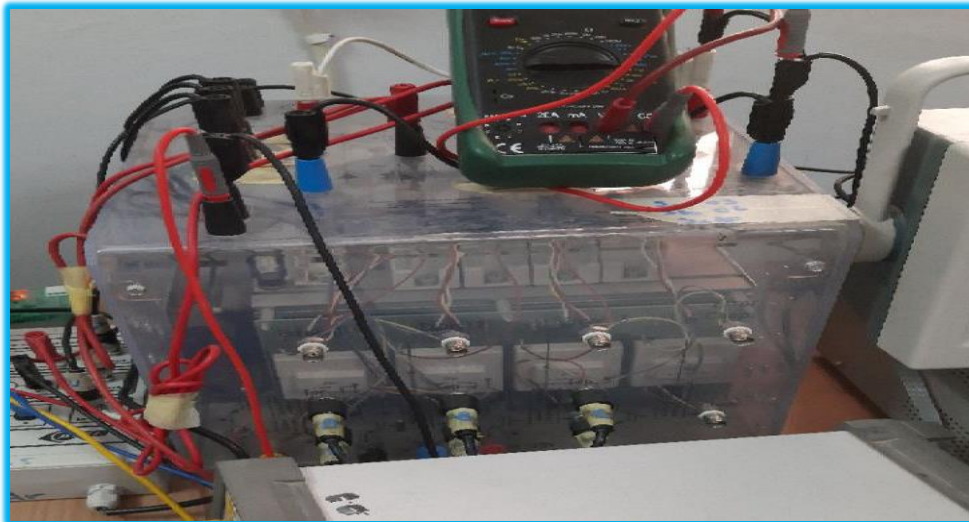


Figure IV.4 : Onduleur de tension triphasé

c. Circuit adaptateur 5V/+15V :

Ce circuit permet d'attaquer les IGBT avec des niveaux de tensions similaires. Son rôle est d'assurer un niveau de tension de 15V à partir de 5V.

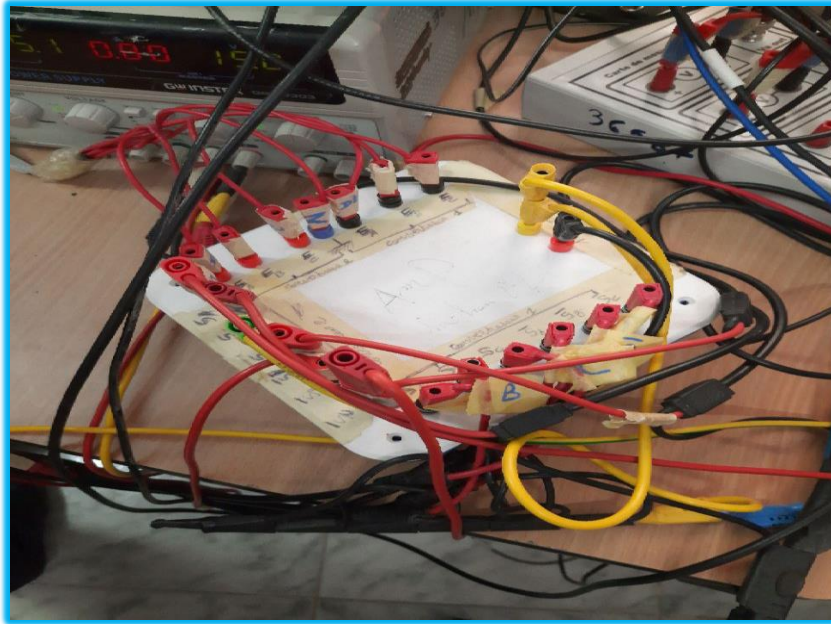


Figure IV.5 : Le Circuit adaptateur 5v/+15v

IV.1.4 Partie mécanique et numérique :

a. MSAP + Génératrice synchrone (charge) :

Le moteur synchrone à aimants permanents entraîne une génératrice synchrone qui est excitée au rotor par un courant continu. Cette génératrice alimente une charge triphasée résistive comme il est représenté dans la figure ci-dessous. (la charge n'est pas représentée).



Figure IV.6 : MSAP + Génératrice synchrone (charge)

b. Carte DSPACE 1104:

La carte est intégrée dans la micro-ordinateur elle est reliée à une interface d'acquisition via un câble blindé et reçoit les signaux analogiques par l'intermédiaire de connecteurs BNC. L'interface d'acquisition CLP 1104 joue le rôle d'interface entre cette carte et l'environnement extérieur.

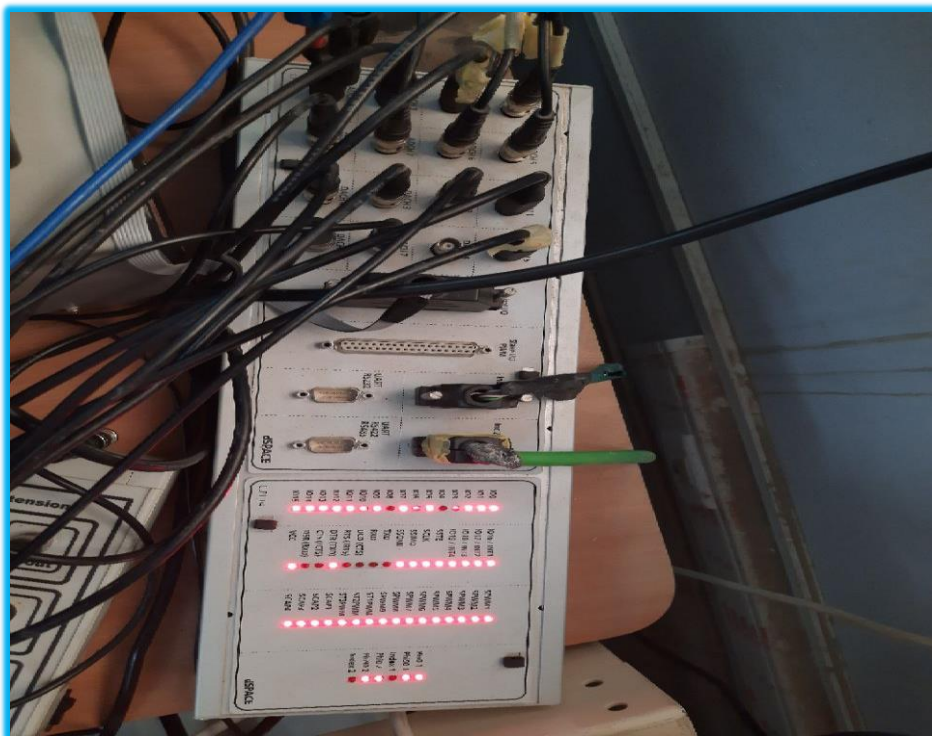


Figure IV.7 : Carte DSPACE 1104

c. Capteur de vitesse :

Disposé sur le même alignement de l'axe du moteur. Il permet la mesure de la vitesse. Le capteur est intégré à l'intérieur de la machine. Le câble vert dans la figure relie le capteur à la carte Dspace.



Figure IV.8 : Capteur de vitesse

d. Interface Control Desk :

Control Desk est une interface qui permet de visualiser en temps réel différentes variables du fichier développé sous SIMULINK et de modifier également des paramètres définissant le mode de fonctionnement des blocs constituant le schéma SIMULINK. La visualisation de variables ou de signaux et la modification de paramètres sont possibles par l'intermédiaire d'instruments graphiques que l'on sélectionne.

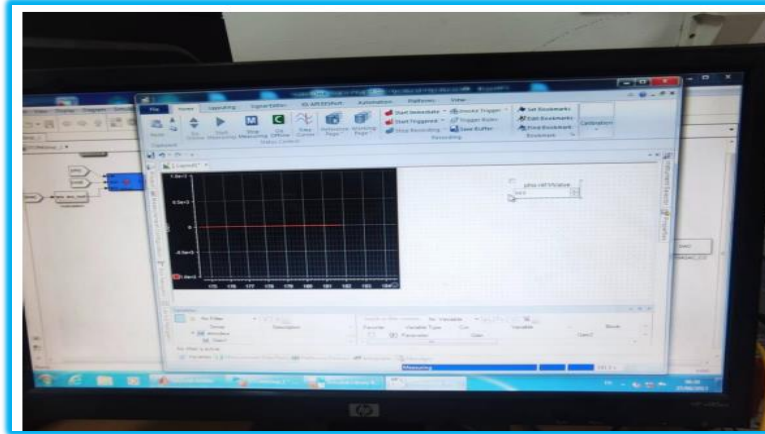


Figure IV.9 : Le logiciel control desk

IV.2 Les résultats de la commande vectorielle en courant :

- t_0 : L'instant du démarrage à vide
- t_1 : L'instant de l'application de la charge
- t_2 : L'instant de l'inversion du sens de rotation

A. démarrage à vide :

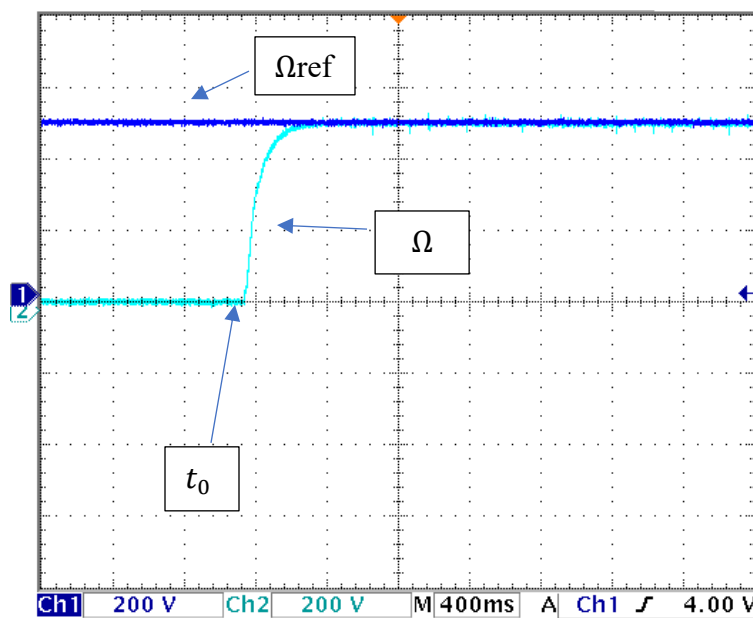


Figure IV.10 : la vitesse et la vitesse de référence à vide commande vectorielle

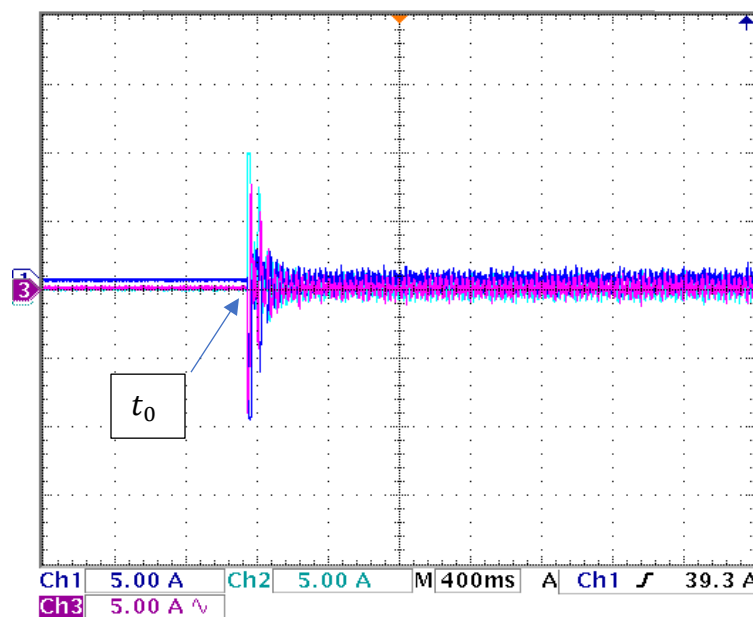


Figure IV.11 : i_a i_b i_c à vide commande vectorielle

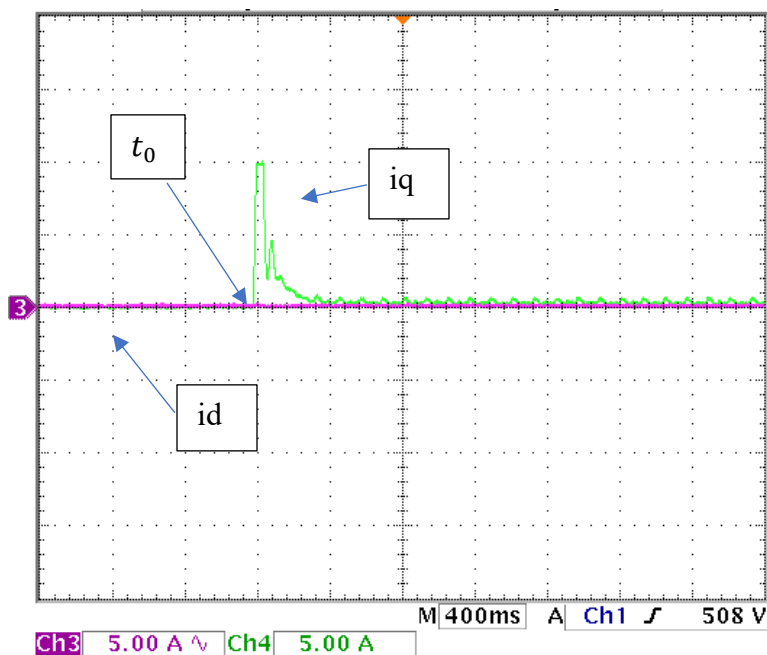


Figure IV.12 : i_d i_q à vide commande vectorielle

B. En charge :

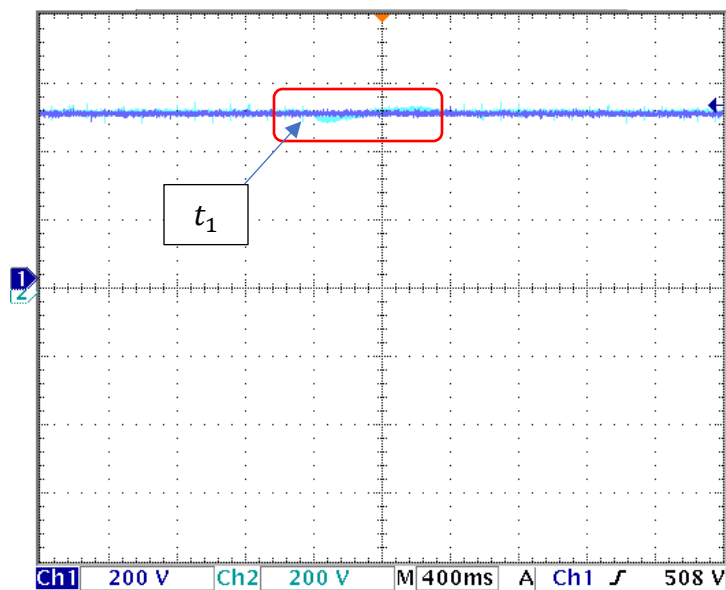


Figure IV.13 : vitesse et vitesse réf à vide et en charge commande vectorielle

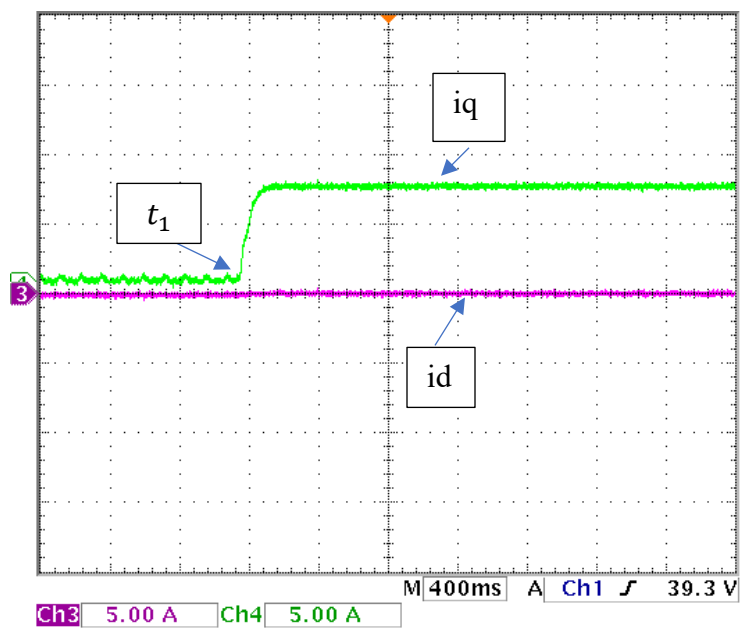


Figure IV.14 : i_d i_q à vide et en charge commande vectorielle

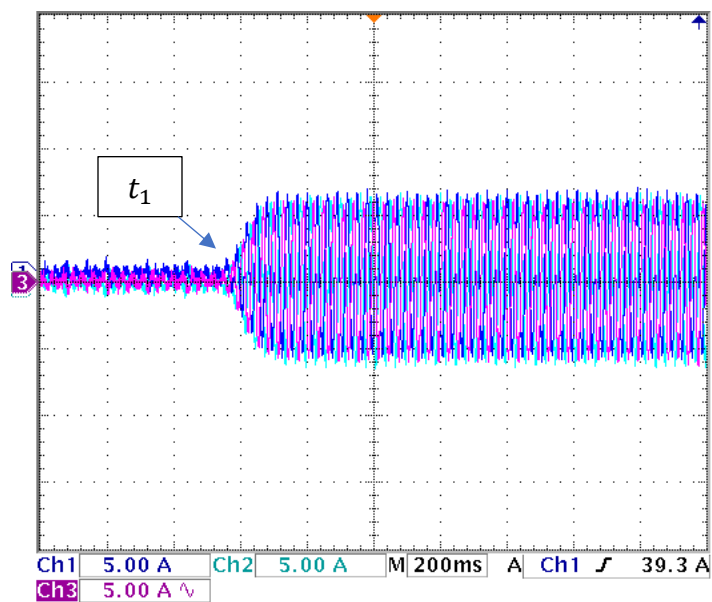


Figure IV.15 : i_a i_b i_c à vide et en charge (commande vectorielle)

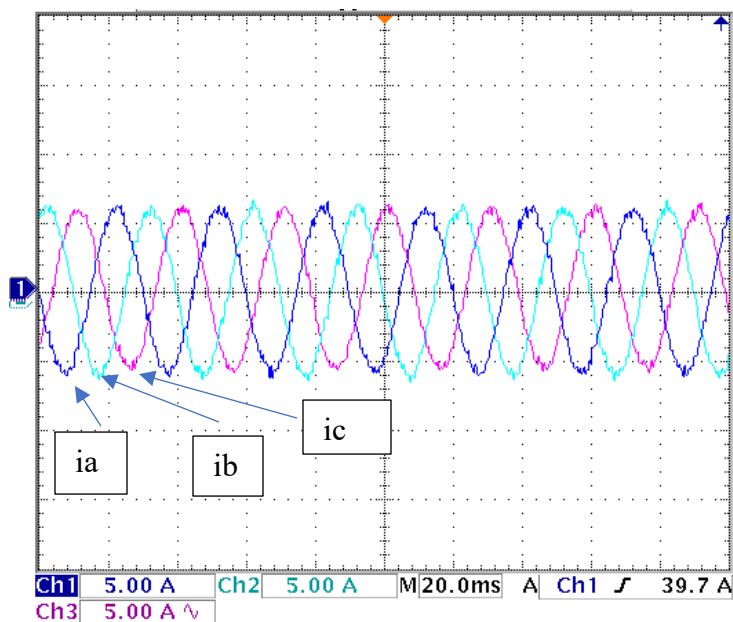


Figure IV.16 : zoom ia ib ic en charge (commande vectorielle).

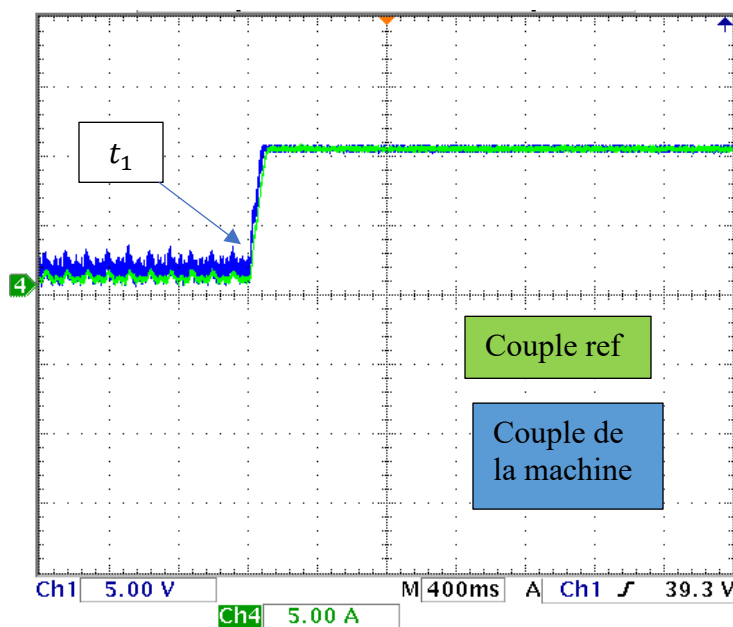


Figure IV.17 : cem et cem ref à vide et en charge commande vectorielle

C. Inversion du sens de rotation :

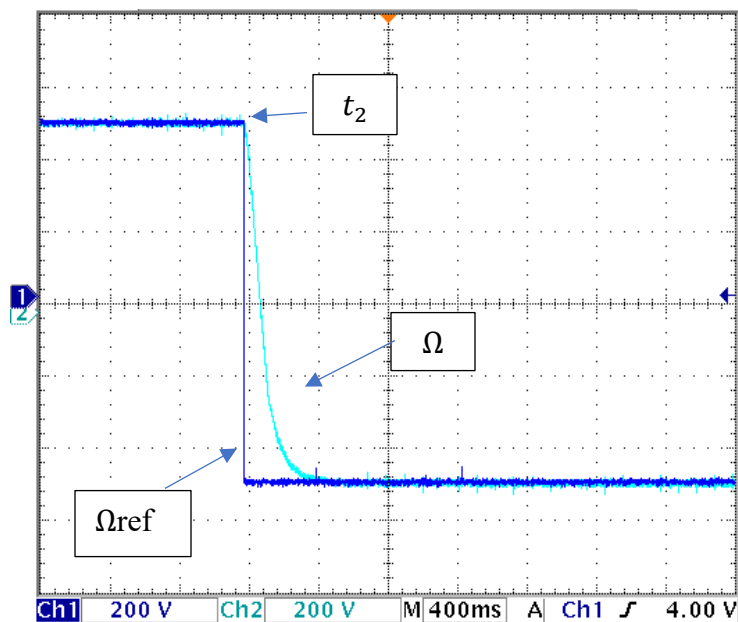


Figure IV.18 : inversion de la vitesse. (Commande vectorielle)

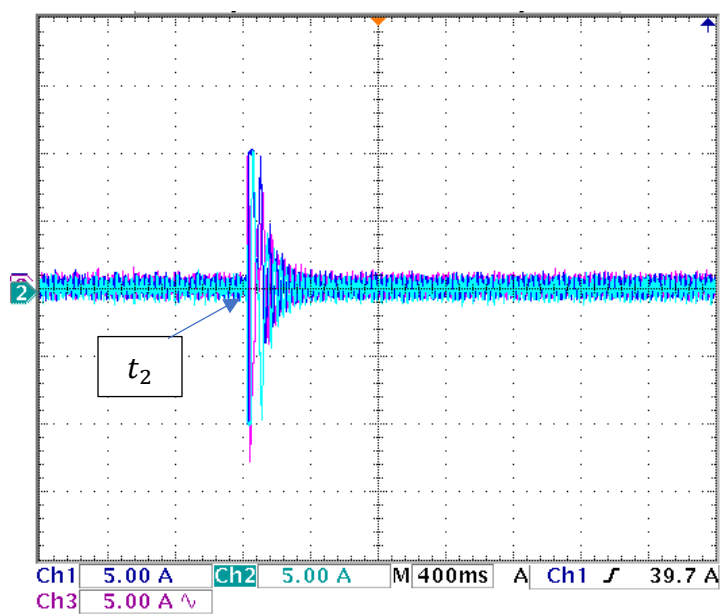


Figure IV.19 : i_a i_b i_c en inversion de vitesse. (Commande vectorielle)

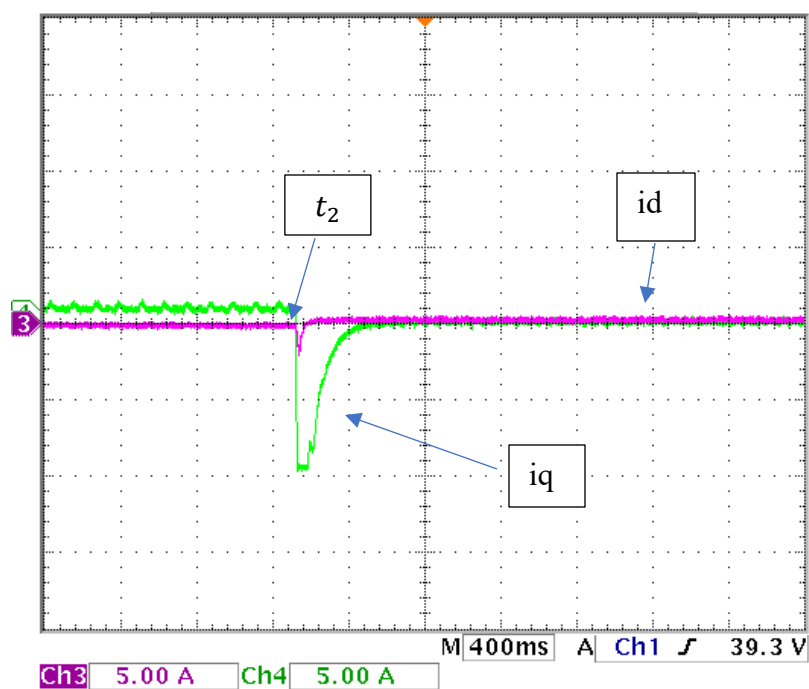


Figure IV.20 : i_d i_q en inversion de vitesse. (Commande vectorielle)

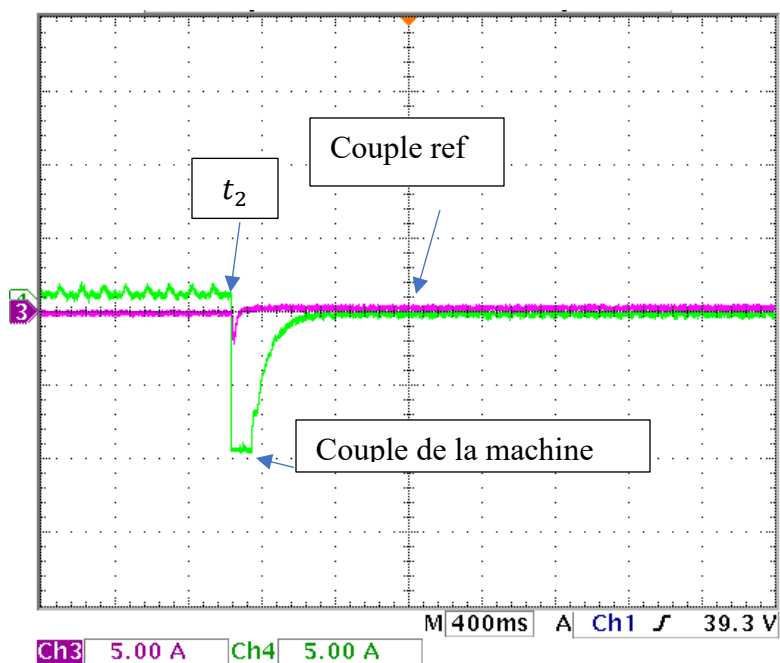


Figure IV.21 : c_{em} et $c_{em ref}$ en inversion de vitesse. (Commande vectorielle)

IV.2.1 Analyse des résultats des essais de la commande vectorielle en courant :

Fonctionnement à vide :

Lors d'un fonctionnement sans charge, la machine synchrone à aimants permanents montre une dynamique stable et précise, avec un suivi fidèle de la consigne de vitesse sans dépassement notable. La rapidité de la réponse illustre l'efficacité de la commande utilisée. L'analyse des courants statoriques met en évidence le bon découplage entre les composantes typiques d'une commande vectorielle bien implémentée : la génération du couple est assurée exclusivement par l'une des composantes, tandis que l'autre reste négligeable et traduisant un contrôle optimisé de la magnétisation.

Fonctionnement en charge :

L'introduction d'un couple résistant pendant le fonctionnement entraîne une perturbation modérée de la vitesse, rapidement corrigée par le système de commande. Le couple électromagnétique réagit instantanément pour compenser l'effet de la charge et se stabilise ensuite à un niveau correspondant au couple appliqué. Ce comportement se reflète clairement dans l'évolution des courants, où seule la composante liée à la production de couple est sollicitée, tandis que l'autre reste quasi nulle. Ceci confirme la pertinence du découplage et la robustesse du contrôle vectoriel face aux variations de charge.

Inversion du sens de rotation :

Une inversion du sens de rotation a été effectuée en cours de fonctionnement, sans présence de charge mécanique. Les résultats obtenus témoignent d'une transition fluide entre les deux directions de rotation. Le système a démontré une grande stabilité et une capacité d'adaptation remarquable, sans signes de déséquilibre ou d'instabilité. Cette réponse confirme la robustesse de la commande mise en œuvre, même en présence de changements brusques dans les conditions de fonctionnement.

IV.3 Les résultats de la commande mode glissant :

t_0 : L'instant du démarrage à vide

t_1 : L'instant de l'application de la charge

t_2 : L'instant de l'inversion du sens de rotation

A. Démarrage à vide

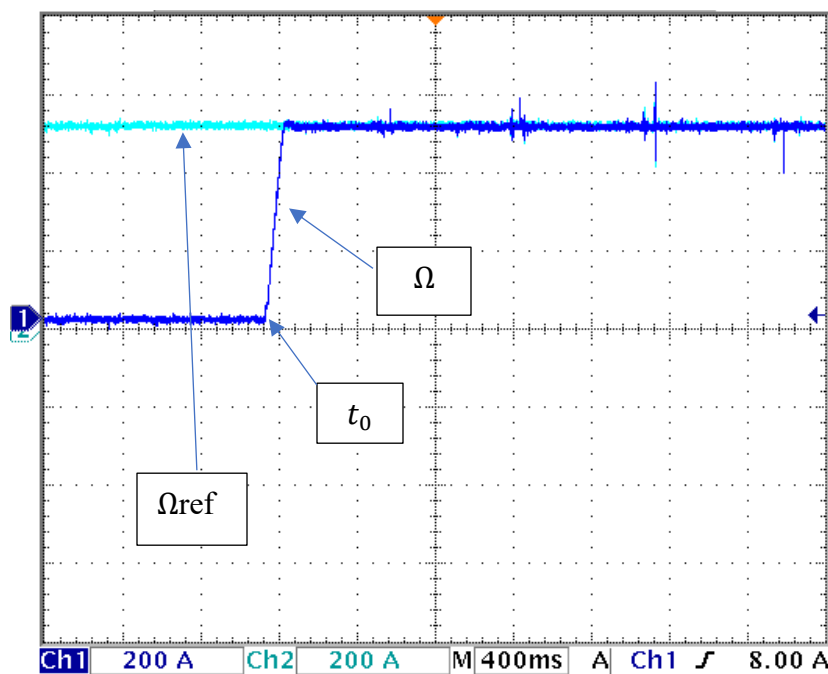


Figure IV.22 : vitesse et la vitesse ref du démarrage à vide (commande mode glissant)

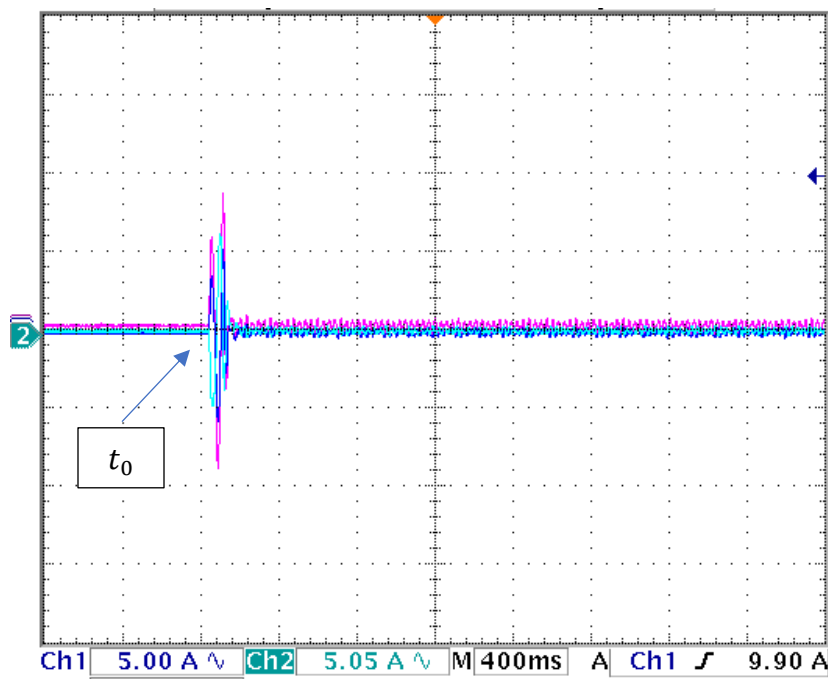


Figure IV.23 : $i_a i_b i_c$ du démarrage à vide (commande mode glissant)

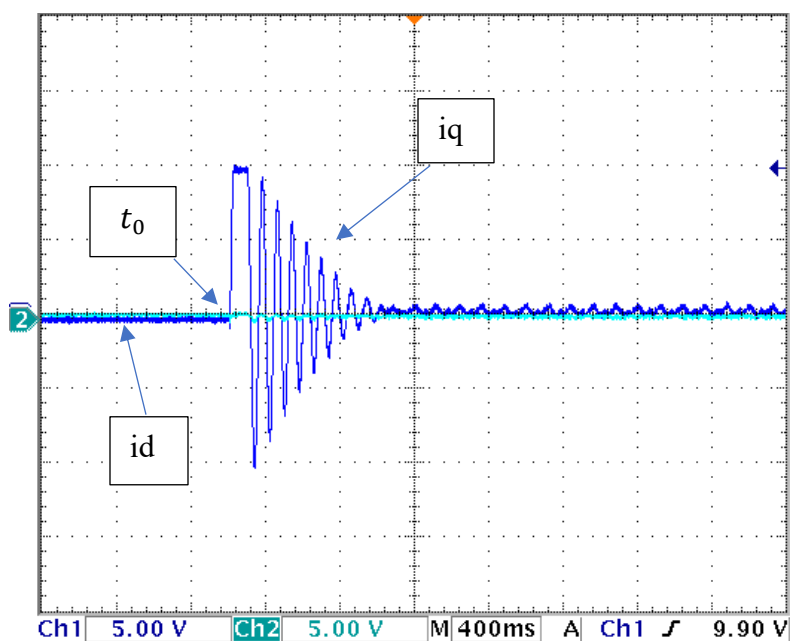


Figure IV.24 : $i_d i_q$ du démarrage à vide (commande mode glissant)

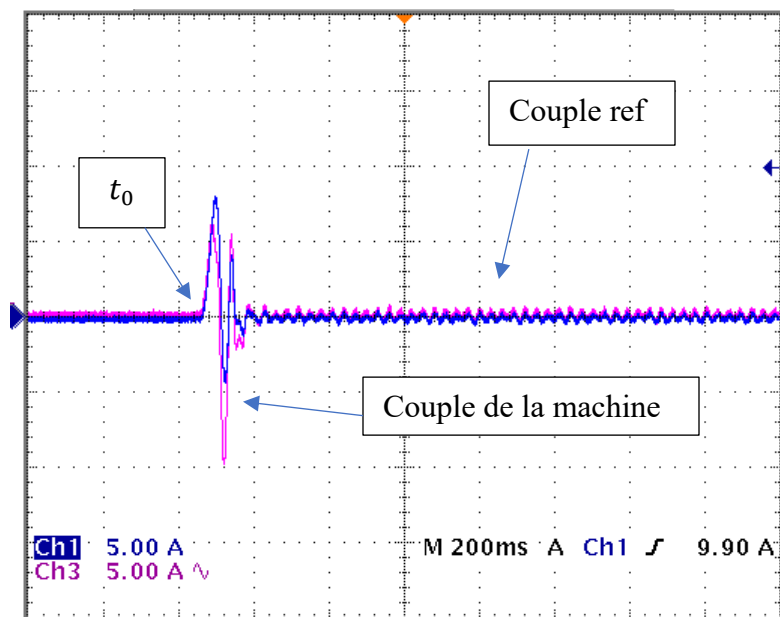


Figure IV.25 : cem et cem ref du démarrage à vide commande mode glissant

B. En charge :

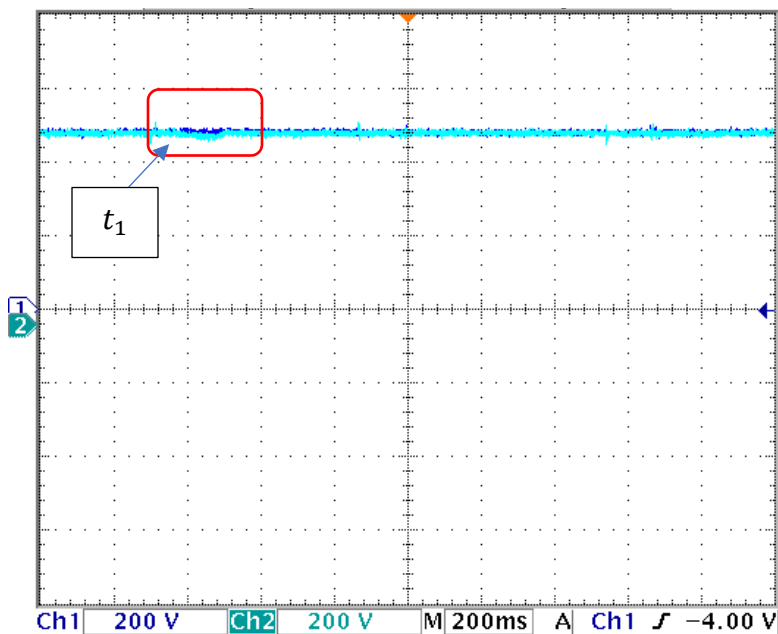


Figure IV.26 : la vitesse en charge commande mode glissant

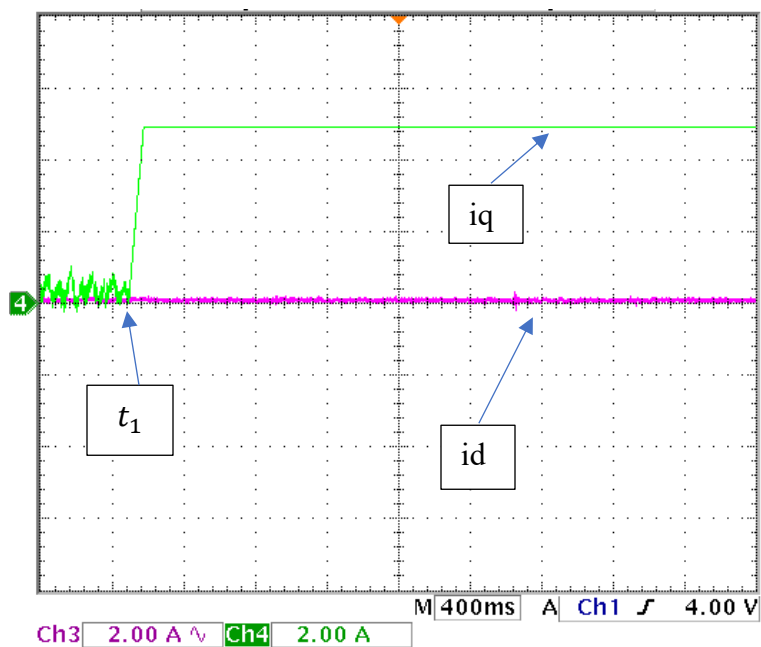


Figure IV.27 : i_d i_q en charge commande mode glissant

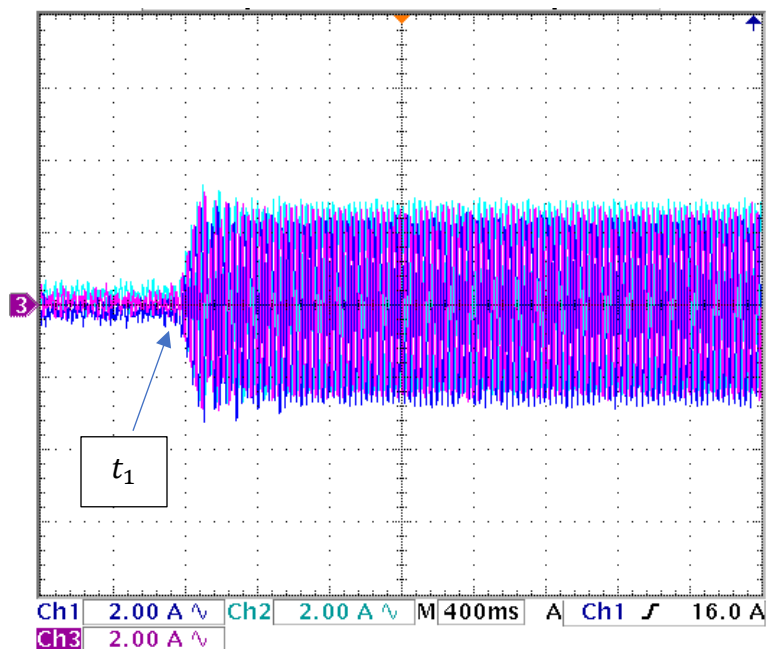


Figure IV.28 : i_a i_b i_c à vide et en charge (commande mode glissant)

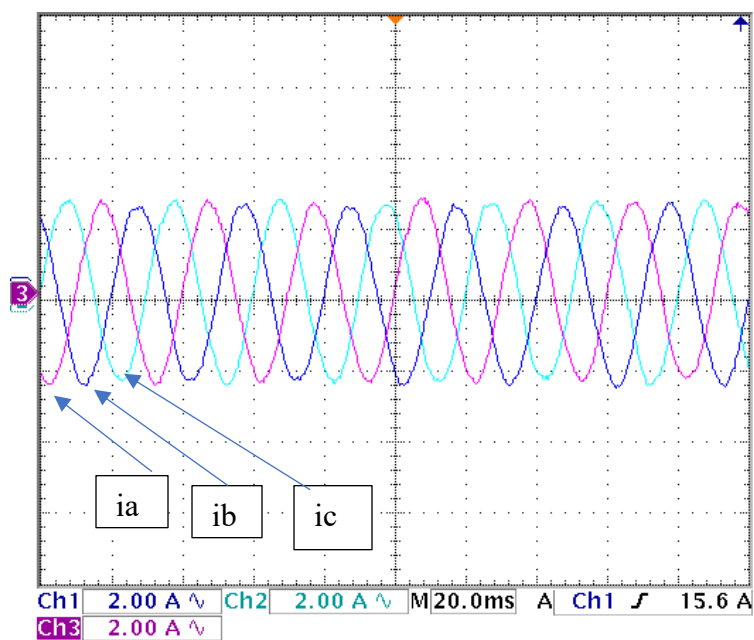


Figure IV.29 : zoom i_a i_b i_c en charge commande mode glissant

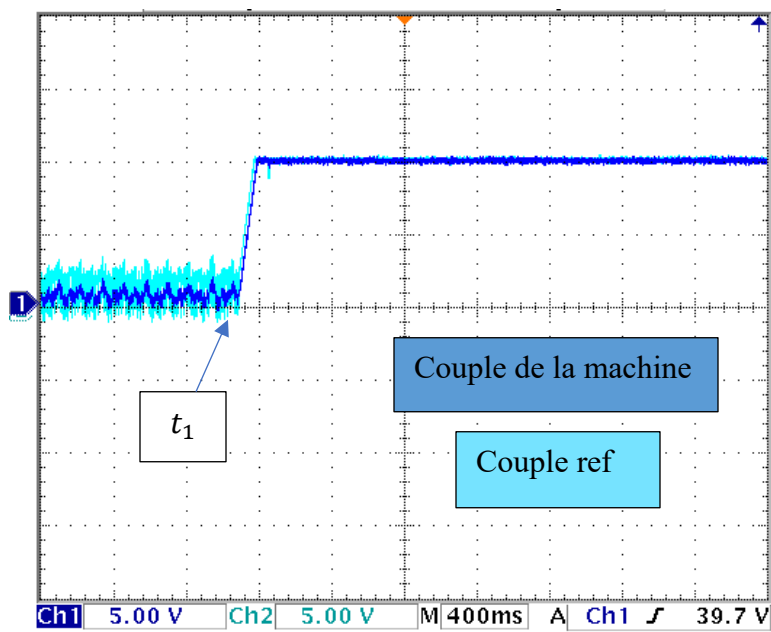


Figure IV.30: cem et cem_{ref} à vide et en charge (commande mode glissant)

C. Inversion du sens de rotation à vide:

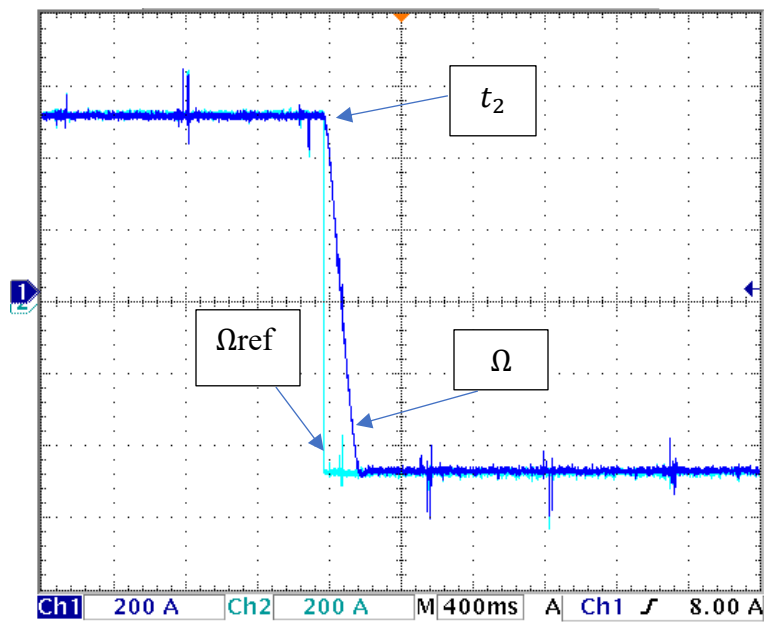


Figure IV.31: inversion de la vitesse (commande mode glissant)

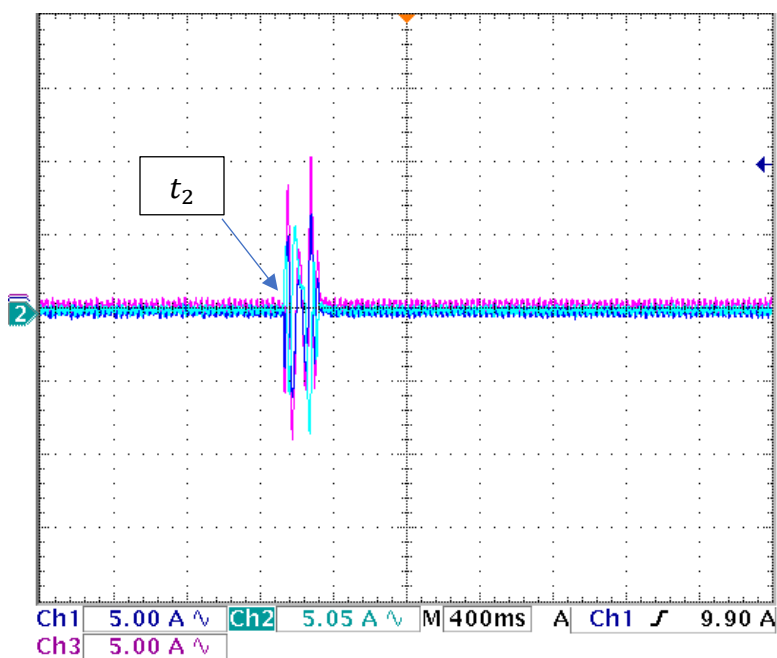


Figure IV.32: ia ib ic en inversion (commande mode glissant)

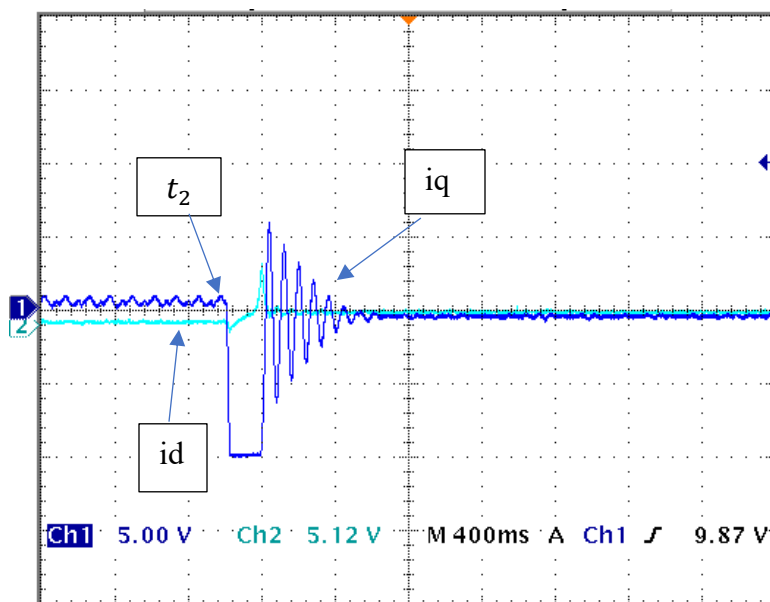


Figure IV.33 : i_d i_q en inversion (commande mode glissant)

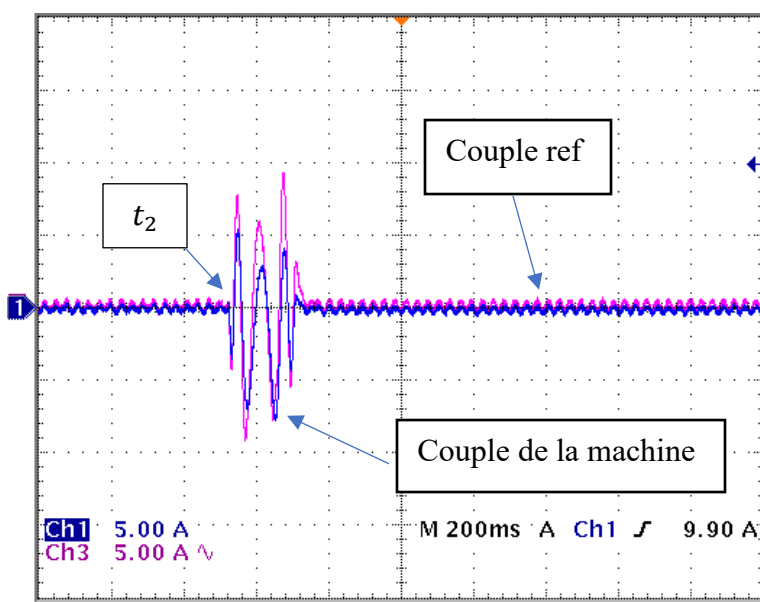


Figure IV.34 : c_{em} et $c_{em\ ref}$ en inversion commande mode glissant

IV.3.1 Analyse des résultats des essais de la commande commande par mode glissant:

Fonctionnement à vide :

En l'absence de charge mécanique, la machine synchrone à aimants permanents contrôlée par la commande en mode glissant présente une réponse rapide et stable, avec un bon suivi de la consigne de vitesse. La stratégie de commande montre une excellente capacité à forcer le système à suivre la trajectoire désirée, malgré les non-linéarités éventuelles. Les courants statoriques restent bien maîtrisés, et les oscillations sont minimales, traduisant une bonne qualité de la commande en régime permanent.

Fonctionnement en charge :

Lors de l'application d'un couple résistant, une légère perturbation de la vitesse est observée, rapidement atténuée par la commande. Le couple électromagnétique réagit rapidement afin de compenser la charge imposée, illustrant la robustesse du mode glissant face aux perturbations. Les courants présentent une adaptation immédiate, avec une réponse transitoire brève avant stabilisation. Ce comportement valide l'efficacité de la commande non linéaire pour maintenir les performances du système en présence de variations dynamiques.

Inversion du sens de rotation :

L'inversion de la vitesse de rotation, effectuée sans charge mécanique, se déroule de manière fluide, bien que la nature discontinue du mode glissant puisse engendrer des transitions plus prononcées. Malgré cela, le système conserve sa stabilité et revient rapidement au régime imposé, sans oscillations excessives ni dépassements significatifs. Cela témoigne de la capacité d'adaptation de la commande face à des changements rapides des conditions de fonctionnement.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

En conclusion de ce travail, nous avons étudié et réalisé deux stratégies de contrôle appliquées à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) : la commande vectorielle et la commande par mode glissant. Le principal objectif était d'améliorer les performances de commande de la MSAP, tant au niveau de la précision que de la robustesse, conformément aux exigences des applications industrielles contemporaines.

Dans un premier temps, un bref rappel des caractéristiques et du modèle mathématique de la MSAP a permis de mieux cerner ses spécificités et ses intérêts. Après quoi, l'étude de la commande vectorielle a mis en lumière son efficacité pour contrôler indépendamment le flux et le couple, procurant une dynamique satisfaisante en fonctionnement normal, mais qui reste sensible aux variations des paramètres et aux perturbations extérieures.

C'est dans ce contexte que la commande par mode glissant a été introduite comme une solution alternative robuste. Grâce à ses propriétés d'invariance et à sa capacité à compenser les incertitudes, elle a permis d'améliorer la stabilité et les performances globales du système, notamment en présence de perturbations.

Les simulations réalisées sous MATLAB/Simulink ont confirmé ces observations, montrant un meilleur comportement dynamique avec la commande par mode glissant, en particulier en termes de rapidité de convergence et de précision face aux variations des conditions de fonctionnement. Enfin, l'implémentation expérimentale via la plateforme DSPACE DS1104 a constitué une étape essentielle pour valider les résultats théoriques. Cette phase a permis de confronter les modèles simulés à une application réelle, confirmant ainsi la faisabilité et l'intérêt des approches proposées.

Malgré ces résultats positifs, certaines perspectives d'amélioration peuvent être envisagées, notamment l'utilisation de techniques hybrides combinant plusieurs stratégies de commande ou l'intégration de lois de commande avancées pour réduire encore davantage les effets indésirables comme le chattering.

En conclusion, ce travail a permis d'apporter une contribution utile à l'amélioration des techniques de commande des machines synchrones à aimants permanents, en ouvrant la voie à de futures recherches plus approfondies dans ce domaine.

ANNEXE

PARAMÈTRES DU MOTUR SYNCHROME À AIMANTS PERMANENTS ÉTUDIÉ:

Paramètres	valeurs
Puissance P	3 Kw
Courant I	5.90 A
Vitesse nominale N	1500 tr/min
Tension V	360 v
Nombre de poles p	4
Inductance axe d statorique L_d	0.0076 H
Inductance axe q statorique L_q	0.0076 H
Résistance statorique R	2.3 Ω
Flux magnétique Φ_f	0.4 Wb

Tous les résultats de simulation numérique sont effectués dans l'environnement MATLAB /SIMULINK , en utilisant les méthodes de discrétisation Range-kutta 4.

RÉGULATEURS PI DES COURANTS :

$$K_{pd} = K_{pq} = 2.28$$

$$K_{id} = K_{iq} = 690$$

RÉGULATEUR PI DE VITESSE :

$$K_i = 5$$

$$K_p = 6$$

Bibliographie

- [1] L. Ben Mouhoub, M.Belharache « modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent », thèse d'ingénieur 2005-UMMTO.
- [2]. BOUGOSSA Abdel Ali, LAGGOUN Ali « Modélisation Et Conception De Moteur Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) ». Diplôme de Master Université UNIVERSITE Kasdi Merbah OUARGLA 2021-2022
- [3] G. Clerc, " les actionneurs électriques ", livre.
- [4] El Bou Issa, Naili Nidhal « Commande DTC-SVM par l'utilisation de régulateur PI de couple et de flux d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP), simulation et implémentation autour de la dspase 1104 ». Diplôme de Master Université Université de Biskra 2021
- [5] M .Bardadi Bendaha « identification des parametres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel ». thèse d'ingénieur 2015-USTO.
- [6] F.Leprince-Ringuet, « aimants permanents, matériaux et applications », Technique de L'ingénieur, traité de génie électrique Doc D2100.
- [7] M. Ounnadi , « Elaboration d'un model en régime dynamique d'une machine à aimant permanent», mémoire de Magister en électrotechnique université de Tizi-Ouzou, 2011
- [8] M. E. Bendib, « Conception d'une machine à aimant permanent a flux axial » Mémoire de Magister en électrotechnique, Université de Batna 2011
- [9] B. BOUKAIS « contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCMPMSM)», Mémoire de doctorat à université MOULOUD MAMMERI TIZIOUZOU, Février 2012.
- [10] G.Lacroux, " Les aimants permanents ", Edition technique et documentation, 1989.
- [11] Bouchereb, C. "Contrôle direct du couple des machines synchrones". Mémoire de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005
- [12] Carlos D.A.M,"Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multi niveaux à fréquence imposée, " Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 15 Décembre 2000.
- [13] Caron J.P, Hautier J.P, "modélisation et commande de la machine asynchrone " Edition 1995.
- [14] Ismail E, " Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple".Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, Mars 1999.
- [15]L.BELLAHCENE, M.DJAOUANI « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur MRAS », mémoire master, Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen, 2016/2017.
- [16] A. MAAROUK « Commande dynamique d'une machine synchrone à aimants permanents Alimentée en tension », mémoire master, Université M'hamed Bougara- Boumerdes, juin 2016.
- [17] N. SENHADJI, A.CHALABI « commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping », mémoire master, Université Abou Bekr Belkaid – Tlemcen, 2014 – 2015
- [18] W. BENALI « Commande LQ d'un moteur synchrone », mémoire magister, université de Batna, 2013-2014

- [19] BELAIDI. KACI, HAMDOU. Oussama, commande robuste d'un moteur synchrone à aimant permanent, thème master académique, université KasdiMerbahOuargla,2015/2016.
- [20] B.Boukais, « Contribution a la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines a aimants permanents (bdcm-pmsm) », Thèse de doctorat, UMMTO, 2012.
- [21] SENHADJI Nawel, CHALABI Ammaria, « commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping », Mémoire de magister, Université Aboubakar BELKAID – Tlemcen, 2015
- [22] N.S. Amirouche "Contribution A La Commande Adaptative Et Neuronale D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents " Thèse De Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [23] Benchabane. F "Commande En Position Et En Vitesse Par Mode De Glissement D'un Moteur Synchrone Triphasé A Aimants Permanents Avec Minimisation Du Chattring "Thèse Magister De Universite Mohammed Khider De Biskra 2004/2005.
- [24] M. Alaoui "Commande Et Observateur Par Mode Glissant D'un Système De Pompage Et D'un Bras Manipulateur " Thèse De Doctorat, Université De Sidi Mohammed Ben Abdallah,2002.
- [25] H.Aid, W.Aina "Synthèse De Lois De Commande Non-Linéaires Pour Un Entrainement Electrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents " Mémoire De Master, Université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2013.
- [26] M.S. Merzoug "Etude Comparative Des Performances D'un DTC Et D'un FOC D'une Machine Synchrone A Aimants Permanents (MSAP) ", Mémoire De Magister, Batna, Algérie, 2007.
- [27] B. Belabbes "Commande Linéarisant D'un Moteur Synchrone A Aimants Permanents " Mémoire De Magister, Université Djilali Liabes De Sidi Bel Abbes, Algérie, 2001.
- [28] A.S. Sekkel "Etude Comparative Des Diéreses Commandes De La Machine A Aimants Permanents " Mémoire de Magister, Université Djilali Liabes SBA, Algérie, 2008.
- [29] M.Attou Amine" Commande Par Mode De Glissement de la MSAP" Thèse de Mastère , Université Djilali Liabes De Sidi Bel Abbes,2011.
- [30] A.Salim , B.abdelbari « Commande de la machine synchrone à aimant périment (MSAP) par les réseaux de neurons artificiels », mémoire magister, UKM Ouargla Juillet 2019
- [31] L. BENALIA," Commande en tension des moteurs à induction double alimentes ", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.
- [32] 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.
- [33] H.Aid et W.Aina, 2013. « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master, Université Abou BekrBelkaïd Tlemcen.
- [34] : D.ARZELIER et D. PEAUCELLE " Systèmes et asservissements non linéaires ", Notes de cours Version 4.
- [35] : U. Paul-ETIENNE VIDAL " Commande non linéaire d'une machine asynchrone a double alimentation ", Thèse l'institut national polytechnique de Toulouse, 14 décembre 2004.
- [36] : O-MAHMOUDI, N-MADANI, N-F BENKHORIS, F-BOUDJEMA "Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive ", the European physical journal, April 1999.

[37] : A-KERBOUA " Commandes et observateur par mode de glissement : Application à un machine asynchrone alimentée en tension ", Thèse de magistère, ENP, 1999.

[38] : TOMAS SALGADO JIMENEZ "Contribution à la commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille", Thèse de doctorat université Montpellier II sciences et techniques de Langue doc, 21 décembre 2004.

[39] Fenni, Athmane. Commande Non Linéaire Par Des Régulateurs En Mode Glissant D'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA). Université Mohamed Khider Biskra, 2013

[40] Bennour, Cherif. Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation. Université Mohamed Khider–Biskra, 2012.

[41] : Rezig Yasmine" Commande Vectorielle et Commande par Mode Glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP)" MÉMOIRE DE MASTER, Université Mohamed Khider Biskra, 2018.