

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N°



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES

FILIERE : AUTOMATIQUE

OPTION : AUTOMATIQUE ET SYSTEMES

**Mémoire présenté pour l'obtention
Du diplôme de Master Académique**

Par :

- HOSAM REBHI MOHAMMAD ABU MWAIS.
- HAMZA BENAMARA.

Intitulé

Commande du MSAP par rejets actif des perturbations (ADRC)

Soutenu devant le jury composé de

Dr : Bedboudi Mohamed

Université : M'sila

Président

Dr : Oubabas Hocine

Université : M'sila

Encadreur

Dr : Hammouch Abdelaziz

Université : M'sila

Examineur

Année universitaire : 2021/2022

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

إهداء....

قال تعالى: ﴿قُلْ إِنَّ صَلَاتِي وَنُسُكِي وَمَحْيَايَ وَمَمَاتِي لِلَّهِ رَبِّ الْعَالَمِينَ﴾ صدق الله العظيم

يشرفني أن أهدي هذا العمل بعد الله عز وجل إلى من هم أكرم منا جميعاً، الذين فضّلهم الله علينا وأكرمهم بالشهادة، إلى شهداء فلسطين، هؤلاء الخالدين الذين قضوا مقبلين غير مدبرين، كالأشجار واقفين، كالجبال شامخين، فقد ضحوا بحياتهم لنحيا نحن، وكذلك أهدي أيضاً هذا النجاح لمن ألنوا بصبرهم الحديد، لأسرانا البواسل في سجون الاحتلال الصهيوني، هؤلاء الأبطال الذين ضحوا بمستقبلهم لنبني مستقبلنا، وكذلك لا ننسى الميامين الذين لا تعرفهم بيوتهم، لمجاهديننا الأبطال سواء أكانوا فوق الأرض، أم تحت الأرض، فقد أعادوا لنا المجد بعد سنواتٍ عِجافٍ، كتب الله لهم التمكين كما لا ننسى في هذا الإهداء الجرحى الأبطال، الذين صبروا على الآمهم، ومعاناتهم لأجلنا، شافاهم الله وعافاهم، وكذلك الإهداء موصول لإخواننا المرابطين في بيت المقدس، وأكناف بيت المقدس، نسأل الله أن يُعجّل لنا ولهم النصر.

كما ويشرفني أيضاً أن أهدي هذا الإنجاز لمن سهر ليلاً ونهاراً، وأفنى حياته في العمل دون كلل، أو ملل لأجلنا حتى وصلنا إلى هذه الدرجة من العلم، الكلام مرتبط بصاحب الفضل بعد الله عز وجل، لوالدي الغالي، الحاج ربحي محمد أبو موسى "أبو علام". أطال الله في عمره وجزاه عنا خير الجزاء، وكذلك نستمر في الإهداء لمن أفنت حياتها في خدمتنا حتى أصبحنا رجالاً، والتي أخرجتنا بدعائها لنا ليلاً ونهاراً، صباحاً ومساءً، الكلام مرتبط بمن تقبّع تحت أقدامها الجنات، لوالدي الحنونة، أطال الله في عمرها، وجزاها عنا خير الجزاء، كما لا أنسى إخواني في فلسطين، الذين كانوا لي سنداً سواء أكان ذلك على مستوى الدعم النفسي أم المادي.

وكذلك الإهداء موصول الى كل الأهل والأصدقاء والأحبة في بلدي فلسطين الحبيبة، واطمئن بالذكريات أبناء مدينتي جنين القسام، وكذلك مدينة غزة الصمود، نسأل الله لنا الفرج القريب المكمل بالنصر والتمكين.

ومسك الختام يشرفني أن أقدم هذا الإهداء أيضاً لأهلنا وأحبائنا في بلدنا الثاني، ومن تعلمنا عندهم، وكانوا لفلسطين أقوى حليف، ونصير ووقفوا معنا في السراء، والضراء في المآسي، والسرور الكلام يعود لبلدنا الجزائر، التي تربيينا على حبها منذ الصغر، وكان لنا الشرف بأن نكون أحد طلابها، وخريجيها.

" حسام أبو موسى "

DEDICACE

À mes chers parents, À mon épouse . Quoi que je dise ou que je fasse, je n'arrivai jamais à vous remercier comme il se doit. C'est grâce à vos encouragements, vos bienveillances et votre présence à mes côtés, que j'ai réussi ce respectueux parcours.

Je souhaite que vous soyez fière de moi, et que j'ai pu répondre aux espoirs que vous avez fondé en moi.

À mes chers frères, Hosni et Abderrahmane

Merci pour vos soutiens moraux, vos confiances et vos conseils précieux, qui m'ont aidé dans les moments difficiles.

Je vous souhaite le bonheur et la réussite dans vos vies.

À toute ma famille et mes amis, À tous mes élèves.

À travers ses lignes je ne peux pas vous décrire tous mes sentiments d'amour, le seul mot que je peux dire est merci, vraiment merci beaucoup à toute personne qui a contribué à la réalisation de ce mémoire.

Chaleureusement **BENAMAR HAMZA**



شكر وتقدير...

قال رسول الله ﷺ (مَنْ لَا يَشْكُرُ النَّاسَ لَا يَشْكُرُ اللَّهَ) .

الحمد لله الذي أكرمنا ومنَّ علينا باجتياز هذه المرحلة بنجاح بعد سنواتٍ من الجِدِّ والاجتهاد وانطلاقاً من الحديث السابق يشرفنا ان نتنهز هذه الفرصة ونتقدم بالشكر الجزيل لكل شخص وقف معنا طوال هذه الفترة سواء أكان قريباً أم بعيداً ونخص بذلك أهلنا في فلسطين والجزائر وكذلك الزملاء والأصدقاء في هذا البلد الطيب الذين عرفناهم وعشنا معهم اللحظات الجميلة طوال هذه المسيرة فلهم منا كل المحبة والتقدير .

كما أننا نريد أن نتوجه أيضاً بالشكر الجزيل لكافة كوادر الأسرة الجامعية في جامعة محمد بوضياف بالمسيلة سواء أكانوا طلبة أم أساتذة أم إداريين أم عمال وخصص بذلك الأسرة التعليمية في الجامعة وعلى رأسهم الأستاذ المشرف الذي قام بتأطير هذه المذكرة تكلم عن الدكتور حسين أوباباس الذي كان معلماً وناصحاً وموجهاً فشكراً لك أستاذنا لقد أدت الأمانة على أكمل وجه وقمت بواجبك العلمي والأخلاقي تجاهنا فجزاك الله عنا خير الجزاء .

كما أننا نريد أن نتوجه بالشكر لكل الأساتذة في كلية التكنولوجيا وخصوصاً الأساتذة في قسم الهندسة الكهربائية الذي تعلمنا على أيديهم ورافقونا على مدار 5 سنوات، كما لا ننسى في هذا الشكر اللجنة المصحة لهذه المذكرة الذين سهروا وتعبوا من أجل تحرير هذه المذكرة فلهم منا كل التحية والتقدير على عملهم هذا .

كما أننا نريد أن نشكر أيضاً البروفيسور في الجامعات الإسبانية *sergio dorado* الذي قدم لنا معلومات ساعدتنا في إنجاز هذه المذكرة دون معرفة مسبقة به فشكراً له من القلب .

والشكر موصول أيضاً للبروفيسور الهاشمي بن واضح الذي يشغل منصب نائب رئيس جامعة المسيلة على وقوفه الدائم والداعم مع الطلبة في هذه الجامعة فله منا كل الاحترام والتقدير .

وفي الختام لا يسعنا إلا أن نتقدم بالاعتذار من كل شخص كما قد نسيناه أو سقط اسمه سهواً في شكرنا هذا .

REMERCIEMENTS

Ce mémoire a été réalisé au sein du département du génie électrique de l'université Mohamed Boudiaf de M'sila. Nous tenons, tout d'abord, à remercier notre encadreur, monsieur Oubabas Hocine, Maître de conférence à l'université Mohamed Boudiaf de M'sila, pour sa disponibilité, ses conseils et ses critiques qui ont été indispensables pour la réussite de ce travail. Nous lui y sommes reconnaissants.

Nous remercions vivement **tous les membres du jury** qui seront désignés pour examiner ce modeste travail.

Nous remercions également à tous **les enseignants au sein du département du génie électrique de l'université Mohamed Boudiaf de M'sila** qui ont participé de loin ou de près dans notre formation.

Nous ne terminerons pas sans remercier tous ceux qui ont contribué directement ou indirectement à la réussite de ce travail de mémoire, nous tenons aussi ici à remercier tous ceux qui nous ont aidés par leurs enseignements, leurs critiques et leurs encouragements.

Hosam et Hamza

SOMMAIRE

Sommaire.....	I
Liste de Notations et Symboles.....	IV
Liste des Figures.....	VIII
Introduction Générale.....	1
Chapitre I : Modélisation de la Machine synchrone aimant permanent(MSAP)	
1.1 Introduction.....	4
1.2 Description MSAP	4
1.3 Modélisation de MSAP	4
1.3.1 Hypothèses Simplificatrices	5
1.3.2 Modélisation de MSAP dans le referenciel a-b-c.....	5
1.3.2.1 Equation électrique :.....	5
1.3.2.2 Equation électromagnétique :.....	7
1.3.2.3 Equation mécanique	7
1.3.3 Modélisation MSAP dans le referenciel d-q.....	7
1.3.3.1 La transformation de Park	8
1.3.3.2 Passage direct : du triphasé au diphasé.....	8
1.3.3.3 Passage inverse : du diphasé au triphasé.....	9
1.3.3.4 Equations électriques.....	9
1.3.3.5 Equation électromagnétique	12
1.3.3.6 Equation mécanique	13
1.3.4 Mise sous forme de équation d'état :	14
1.4 Simulation MSAP avec Simulink	15
1.4.1 Test à vide :	17
1.4.2 Test charge :(T _r =10 N.m à partir de l'instant t=0.35s)	18
1.5 Conclusion	19
Chapitre II : Commande vectorielle de la MSAP	
2.1 Introduction.....	20
2.2 Principe de la commande vectorielle de la MSAP	20
2.3 Schéma global de la simulation.....	21
2.4 Technique de découplage	21
2.4.1 Découplage par compensation.....	22
2.4.2 Contrôle de courants.....	23

2.5	Resultat simulation	27
2.5.1	Test a vide.....	27
2.5.2	Test avec une charg($C_r=10N.m$)	27
2.5.3	Interprétation.....	28
2.6	Conclusion	29

Chapitre III: Synthèse ADRC

3.1	Introduction.....	30
3.2	Principe du contrôle ADRC :.....	31
3.3	Fonctionnement global	32
3.4	Type de fonctionnement global du contrôle ARDC :	33
3.4.1	Contrôleur ADRC linéaire (LADRC).....	33
3.4.2	Estimation de la perturbation - ESO:.....	34
3.4.3	Loi de contrôle :	35
3.4.4	Réglage des paramètres de contrôle ADRC	36
3.4.4.1	Paramètres de l'ESO :	36
3.4.4.2	Paramètres de contrôleur	36
3.5	Application à un système de 1 ^{er} ordre :	36
3.6.1	Déterminons les deux paramètres β_1 et β_2	37
3.6.2	Détermination du paramètre k_1 du correcteur :	38
3.6	Contrôleur ADRC non linéaire.....	38
3.6.1	Réglage des paramètres.....	39
3.7	Conclusion	39

Chapitre IV : Application de la commande ADRC sur la MSAP

4.1.	Introduction.....	40
4.2.	Model mathématique MSAP.....	40
4.3.	Le control ADRC	41
4.3.1.	Observateur d'état étendu	41
4.3.2.	Taux de contrôle de rétroaction d'erreur linéaire.....	42
4.4.	Simulation MSAP par control ADRC.....	43
4.4.1.	Schéma simulation	43
4.4.2.	Interprétation.....	46
4.5.	Conclusion	46

Conclusion Général47
ANNEXES48
RÉFÉRENCES BIBLIIOGRAPHIQUES.....53

Liste de Notations et Symboles

Acronymes

IM : induction motor

MSAP : Machine synchrone à aimants permanents.

ADRC : Active Disturbance Rejection Controller.

FEM : Force Electromotrice.

FOC : Field orienté control.

MCC : machine à courant continu.

TF : Transfert Fonction.

PD : Proportionnelle Dérivée.

TD : Tracking Différentiateur. (Suivi de trajectoire)

ESO : Extended State Observer (Observateur d'état étendu).

LSEF: Linear State Error Feedback.

NLSEF: Non-Linear State Error Feedback.

LADRC: Linear Active Disturbance Controller

NLADRC: Non-Linear Active Disturbance Controller

SISO: Single Input Single Output.

AC : Alternative courant.

DC : Direct courant.

Symboles

dr-qr : Axes longitudinal et transversal (transformation de Park).

λ_f : Flux engendré par l'aimant.

λ_m : Flux constant.

λ_{asbs} : La liaison de flux mutuelle dans l'enroulement **as** en raison du courant dans l'enroulement **bs**.

λ_{fd} : Liaison de flux totale sur le terrain.

θ_r : Angle électrique.

$M_{asbs}, M_{csas}, M_{bscs}$: Inductances mutuelles du stator.

$M_{asfd}, M_{csfd}, M_{bsfd}$: Inductances mutuelles de champ.

$i_{a,b,c}$: Courant de phase.

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : Courant de phase du stator.

I_s : Courant statorique.

L_{as}, L_{bs}, L_{cs} : Inductances de phase statorique

L_s : Inductances statoriques.

$V_{a,b,c}$: Tensions de phase.

V_s : Tension statorique.

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : Tensions de phase du stator.

r_{as}, r_{bs}, r_{cs} : Résistances de phase du stator.

p : $(\frac{d}{dt})$ L'opération de Laplace.

P : Nombre de paires de pôles.

R_s : Matrice résistance de stators.

T_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

T_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

Jm : Moment d'inertie du moteur.

c_1 : Matrice de coefficients de transformation.

V_q^r, V_d^r : tension statorique sur l'axe q et d .

λ_q^r, λ_d^r : Liaisons de flux d'axe direct et en quadrature dans le référentiel du rotor.

i_q^r, i_d^r : courant statorique sur l'axe q et d .

L_{mq} : Inductance magnétisante de l'axe q .

L_{md} : Inductance magnétisante de l'axe d .

p_e : Puissance totale d'entrée dans la machine.

w_r : Vitesse électrique = $\frac{d\theta_r}{dt}$.

ω_{rm} : La vitesse angulaire du rotor mécaniques par seconde.

p_{em} : Puissance électromécanique.

B_m : est le coefficient de frottement.

T_r : Couple de charge.

$\frac{d[X]}{dt}$: Vecteur de dynamique du système.

$[A]$: Matrice d'état.

$[X]$: Vecteur d'état avec $[X] = [I_d I_q]^t$.

$[B]$: Matrice d'entrée.

$[U]$: Vecteur de commande (avec $[U] = [V_d V_q \lambda_{sf}]^t$).

K_p, K_I : Coefficients des régulateurs PI.

τ_e : La constante de temps de la partie électrique.

τ_d : Constante de temps électrique de l'axe « \mathbf{d} » de la machine.

t_r : Temps de réponse ($t_r = 3\tau_e$).

α : caractérise l'accélération de la boucle.

$G(p)$: Fonction de transfert du processus global en boucle fermée.

$G_c(p)$: Fonction de transfert du correcteur de vitesse.

ξ : Coefficient d'amortissement.

ω_n : Pulsation naturelle.

V_{d1}, V_{q1} : Tensions de sortie des régulateurs des courants i_d et i_q .

$w(t)$: Ensemble des perturbations externes.

b_0 : Paramètre constant.

X : Vecteur d'état étendu (contient un état supplémentaire).

Z : Vecteur d'état de l'ESO.

L : Vecteur de gains de l'observateur.

\hat{z}_1 et \hat{z}_2 et \hat{z}_n : sorties estimer de l'observateur

$\hat{r}(t)$: Vecteur référence.

K_0 : Vecteur des gains du contrôleur.

$u(t)$: La nouvelle commande.

z_2 : Sortie estimée du modèle.

$g(e_1, \alpha_2, \delta_2)$: Fonction non linéaire dite de Han.

Liste des Figures

<u>Figure 1.1 - Coupe d'une MSAP a 2 paires de pôles.....</u>	4
<u>Figure 1.2 - Schéma triphasé équivalent la MSAP.....</u>	4
<u>Figure1.3 représentations de machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé.....</u>	8
<u>Figure 1-4. Modèle de Park du MSAP: (a) d-axis (b) q-axis.....</u>	12
<u>Figure 1-5 : Transformé de Park de la MSAP</u>	15
<u>Figure 1-6 : Modèle numérique MSAP.....</u>	15
<u>Figure 1-7 : les tension V_{abc}</u>	16
<u>Figure 1-8 : résultats de simulation MSAP à vide</u>	16
<u>Figure 1-9 : résultats simulation a vide n et $V_d;V_q$.....</u>	17
<u>Figure (1-10): résultats de simulation MSAP en charge.....</u>	18
<u>Figure.2.1Machineà Courant Continu.....</u>	20
<u>Figure.2.2Schéma global de simulation de la commande vectorielle avec régulateur PI.....</u>	21
<u>Figure.2.3Reconstitution des tensions vd et vq</u>	22
<u>Figure.2.4 Principede découplage par compensation</u>	23
<u>Figure. 2.5 Boucle de courant réglée par un régulateur PI</u>	23
<u>Figure. 2.6 : Boucle de régulation de vitesse.....</u>	25
<u>Figure 2.7 : Commande vectorielle appliquée à la MSAP sur matlab/simulink.....</u>	27
<u>Figure 2.8 : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide.....</u>	27
<u>Figure 2.9 : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage en charge a l'instant $t=0.35s$</u>	28
<u>Figure. 3.1 Structure de L'ADRC non linéaire.....</u>	31
<u>Figure3.2 Schéma fonctionnel de l'ADRC comprenant les 3composantes TD, SEF et ESO</u>	32
<u>Figure 3.3 : Contrôle ADRC non linéaire</u>	39
<u>Figure (4-1) : Schéma de commande se la MSAP avec ADRC sur la boucle vitesse</u>	43
<u>Figure(4-2) : Commande ADRC de la MSAP sans charge avec$\omega_{ref} = 100 rad/s$ (a gauche) ,commande PI de la MSAP sans charge avec$\omega_{ref} = 100 rad/s$ (à droite)</u>	44
<u>Figure(4-3) :Commande ADRC de la MSAP en charge avec$\omega_{ref} = 100 rad/s$ (agauche) .commande PI de la MSAP en charge avec$\omega_{ref} = 100 rad/s$ (à droite).....</u>	45

INTRODUCTION GENERALE

Introduction Générale

Les systèmes d'entraînement électriques ont été largement utilisés dans des nombreux domaines, tels que : Les applications industriels, les productions agricoles, les transports, la défense militaire et la vie quotidienne [1], [2].

L'objectif principal du système d'entraînement électrique est de contrôler un moteur électrique pour entraîner un système mécanique pour atteindre un certain état de fonctionnement, pour réaliser une conversion précise et efficace de l'énergie électrique et mécanique. Selon les statistiques rapportées dans [3], les systèmes d'entraînement électriques industriels représentent environ 70% de la fabrication et consommation d'électricité dans différents pays. Par conséquent, le développement de technologies d'entraînement électrique haute performance attire de plus en plus d'attention.

Les systèmes d'entraînement électrique peuvent être divisés en entraînement par moteur à courant continu (DC) et systèmes d'entraînement de moteurs à courant alternatif (AC). Par comparaison, les systèmes d'entraînement par moteur à courant alternatif avec les systèmes d'entraînement de moteur à courant continu ; les premiers ont l'avantages d'une structure simple et ont des performances dynamiques robustes. Cependant, l'utilisation de commutateurs à contact mécanique avec les moteurs à courant continu, conduit à un prix plus élevé et a un entretien plus fréquent en raison d'une plus grande possibilité de production d'étincelles pendant le fonctionnement [4].

Depuis les années 1980, En raison du coût inférieur et de l'entretien plus facile de systèmes d'entraînement à moteur à courant alternatif, les systèmes d'entraînement à moteur à courant continu ont été progressivement remplacés par des systèmes d'entraînement à moteur à courant alternatif. Actuellement, les entraînements de moteurs à courant alternatif constituent plus de 90% de l'ensemble du marché des entraînements de moteurs électriques.

Parmi les différents moteurs à courant alternatif, moteur à induction (IM) et les moteurs synchrones aimant permanent (MSAP) dominant le marché. Comparé au moteur à induction, le moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) présente les avantages d'une densité de puissance plus élevée, d'une densité de couple plus élevée et d'un rendement plus élevé [4], [5].

La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable...etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continu, car le système

est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur [6].

Bien que la MSAP présente des avantages et attirent l'attention des chercheurs, il présente également des problèmes, tels que la non-linéarité et le couplage, de plus la variation de paramètres telle que la variation de frottement et la variation du moment d'inertie ont une influence considérable pour les MSAP, enfin, les perturbations externes tels que la variation de la charge et le bruit dégradent significativement les performances de la MSAP.

Le problème de couplage de la MSAP peut être résolu en adaptant une stratégie de commande à flux orienté (FOC). D'autres stratégies de commande sont largement utilisées pour la MSAP tels que la commande directe de couple (DTC), la commande par logique flou (FLC), la commande adaptative, la commande à structure variable et l'ADRC.

L'ADRC a été proposée pour la première fois par J.Q han en 1998 en chinois, elle a été publiée pour la première fois en anglais en 2001.

L'ADRC est insensible aux incertitudes du système et aux perturbations externes, elle a été appliquée avec succès sur plusieurs systèmes de commande telle que la MSAP, en robotique ...etc.

L'objectif de notre travail est d'introduire l'ADRC dans la boucle de commande de vitesse de la MSAP, en vue d'améliorer le contrôleur PID classique et d'améliorer les performances de la commande vectorielle pour ce faire on a organisé ce mémoire comme suit :

La modélisation dynamique du moteur synchrone dans les repères triphasé (a,b,c) et biphasé (d,q) est présentée dans le premier chapitre.

Dans le chapitre deux, on présente le principe de la commande vectorielle et son application à la MSAP, les performances de la commande vectorielle sont illustrées par des simulations.

Dans le troisième chapitre, on a présenté le principe de L'ADRC linéaire et non-linéaire.

L'application de l'ADRC pour la commande de boucle vitesse de la MSAP est présentée dans le 4^{ème} chapitre.

Des simulations ont été effectuées pour illustrer les performances de cette méthode, une étude comparative avec la commande vectorielle est présentée à la fin de chapitre.

Enfin, on termine notre travail par une conclusion générale et des perspectives.

CHAPITRE01

MODELISATION DE LA

MSAP

1.1 Introduction

La machine synchrone est largement utilisée dans l'industrie. On retrouve une grande variété de structures qui ont cependant un principe en commun : le synchronisme entre la fréquence des courants d'alimentation et le mouvement relatif entre la partie fixe et la partie mobile. Ce type de moteur est utilisé dans une plage de puissance toujours plus étendue (des faibles puissances de quelques microwatts à plusieurs mégawatts) ainsi que dans de nombreux domaines industriels comme l'usinage à haute vitesse, la robotique, l'horlogerie, la domotique et l'industrie automobile [7]

1.2 Description MSAP

Il existe principalement deux types de moteurs synchrones : les moteurs à aimants et les moteurs à rotor bobiné. Effectivement, dans le cas de la MSAP, on utilise des aimants pour créer un flux dans l'entrefer [8]. Ce dispositif diminue les pertes, améliore le rendement et simplifie la construction.

La Figure 1.1 montre la coupe d'une MSAP à 2 paires de pôles.

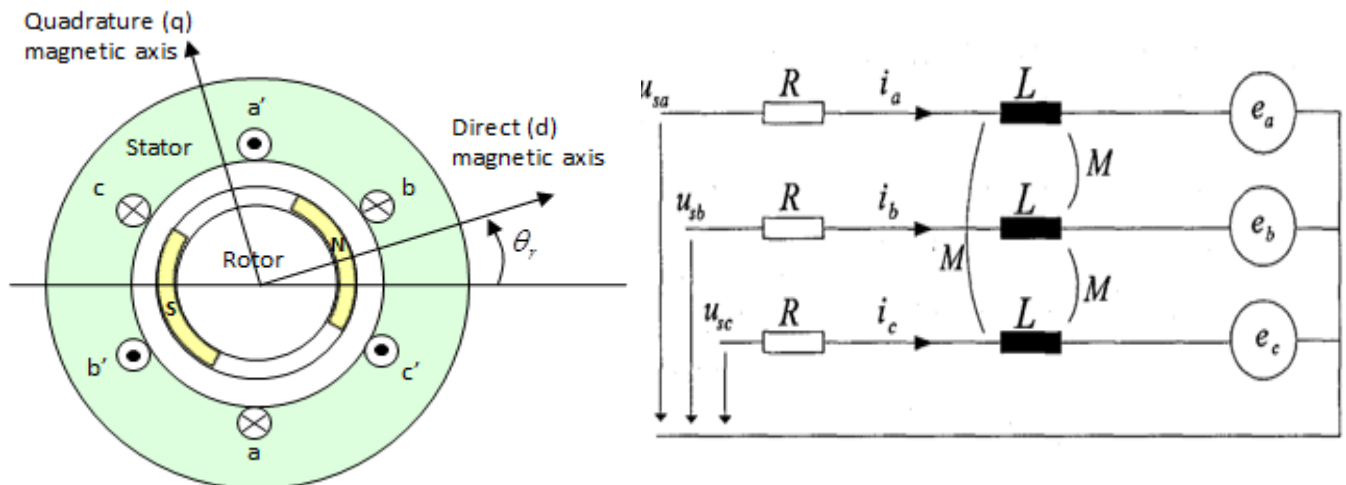


Figure 1.1 - Coupe d'une MSAP à 2 paires de pôles.

Figure 1.2 - Schéma triphasé équivalent de la MSAP

Afin de modéliser la MSAP, on se base sur le schéma électrique équivalent simplifié de la Figure 1.2. Chaque phase est identique du point de vue électrique. Elle comprend une composante résistive, une composante inductive et une source de tension induite créée par les aimants du rotor.

1.3 Modélisation de MSAP

1.3.1 Hypothèses Simplificatrices

Les hypothèses suivantes sont faites dans la déduction du modèle dr-qr du rotor du MSAP [10],[11],[12].

- Il n'y a pas de cage à écureuil dans le rotor.
- Il n'y a pas de dynamique du courant de champ.
- Les courants de Foucault et les effets d'hystérésis sont négligeables.
- La FEM (la force électromotrice) induite est sinusoïdale.
- La saturation est négligée.

1.3.2 Modélisation de MSAP dans le référentiel a-b-c

1.3.2.1 Equation électrique

L'aimant permanent donne un flux constant λ_m . La liaison de flux dans l'enroulement du stator due au rotor à aimant permanent est donnée par la formule suivante dû à l'aimant permanent du rotor est donné comme suit :

$$[\lambda_f] = \begin{bmatrix} \lambda_{asfd} \\ \lambda_{bsfd} \\ \lambda_{csfd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_m \sin(\theta_r) \\ \lambda_m \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \lambda_m \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1-1)$$

- λ_f : flux engendré par l'aimant

A partir de la figure (1.2), nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, Les équation sont écrit avec la forme suivant

$$\lambda_{as} = L_{as}i_{as} + M_{asbs}i_{bs} + M_{ascs}i_{cs} + \lambda_m \sin(\theta_r) \quad (1-2)$$

$$\lambda_{bs} = L_{bs}i_{bs} + M_{bsas}i_{as} + M_{bscs}i_{cs} + \lambda_m \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (1-3)$$

$$\lambda_{cs} = L_{cs}i_{cs} + M_{csas}i_{as} + M_{csbs}i_{bs} + \lambda_m \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (1-4)$$

Nous pouvons écrire les équations (1-2,1-4) Sous forme matricielle comme suit

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{asbs} & M_{ascs} \\ M_{bsas} & L_{bs} & M_{bscs} \\ M_{csas} & M_{csbs} & L_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

Sachant que :

- $L_s = \begin{bmatrix} L_{as} & M_{asbs} & M_{ascs} \\ M_{bsas} & L_{bs} & M_{bscs} \\ M_{csas} & M_{csbs} & L_{cs} \end{bmatrix}$ Matrice inductance

Maintenant, l'équation de tension du moteur synchrone à aimant permanent peut être écrite

Comme les équations de la machine synchrone sans l'enroulement de l'amortisseur et le courant de champ dynamique

On définit les vecteurs suivants :

$$V_s = [V_{as} V_{bs} V_{cs}]^T; I_s = [I_{as} I_{bs} I_{cs}]^T; \lambda_s = [\lambda_{as} \lambda_{bs} \lambda_{cs}]^T$$

$$V_{as} = r_{as} i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad (1-6)$$

$$V_{bs} = r_{bs} i_{bs} + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad (1-7)$$

$$V_{cs} = r_{cs} i_{cs} + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \quad (1-8)$$

On peut écrire les équations (1-6 ,1-7,1-8) Sous forme matricielle comme suit

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{as} & 0 & 0 \\ 0 & r_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & r_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (1-9)$$

Sachant que l'opérateur $p = \frac{d}{dt}$ et λ est la liaison de flux

- $R_s = \begin{bmatrix} r_{as} & 0 & 0 \\ 0 & r_{bs} & 0 \\ 0 & 0 & r_{cs} \end{bmatrix}$ Matrice résistance de stators
- V_s : vecteur tensions stator
- I_s : vecteur courants stator
- λ_s : Vecteur flux statorique

1.3.2.2 Equation électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande.

$$T_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \frac{d[L_{ss}]}{d\theta} \right] [i_s] + \frac{1}{2} \frac{d[\lambda_{sf}]}{d\theta} \quad (1-10)$$

1.3.2.3 Equation mécanique

Le moteur synchrone aimant permanent peut modéliser avec une équation mécanique comme suit :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_{em} - T_r - f \cdot \omega_r \quad (1-11)$$

Avec

- T_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur
- T_r : Couple résistant
- f : Coefficient de frottement
- J : Moment d'inerte du moteur

Où L_{as} , L_{bs} , et L_{cs} et M_{asbs} , M_{bscs} , et M_{csas} sont respectivement les inductances propres et les inductances mutuelles. Ces inductances sont en fonction de la position du rotor θ_r et donc en fonction de la vitesse du rotor ω_r . Par conséquent, les coefficients des équations de tension varient dans le temps, sauf lorsque le rotor est en condition de calage (bloqué). Cela complique la solution des équations de tension, moins que l'on ne transforme toutes les équations dans le cadre de rotation synchrone.

1.3.3 Modélisation MSAP dans le référentiel d-q

La transformation des équations de la machine synchrone des variables de phase a-b-c aux variables d-q-o force toutes les inductances à variation sinusoïdale dans le cadre a-b-c. à devenir constantes dans le cadre d-q-o. Ainsi, les inductances de la machine ne dépendront plus de la

position du rotor. La transformation facilite non seulement la résolution des équations mais aussi la conception du contrôleur. Cette transformation est effectuée par la transformation de Park [9].

1.3.3.1 La transformation de Park

Les équations de Park peuvent être obtenues en deux étapes. Premièrement, les variables de phase a-b-c sont transformées dans le cadre d-q, où les deux sont dans le cadre de référence stationnaire. Ensuite, les variables dans le cadre stationnaire d-q peuvent être converties dans le cadre dr -qr du rotor en rotation synchrone. dr -qr. Le super fixe r désigne le cadre de référence du rotor en rotation synchrone [9].

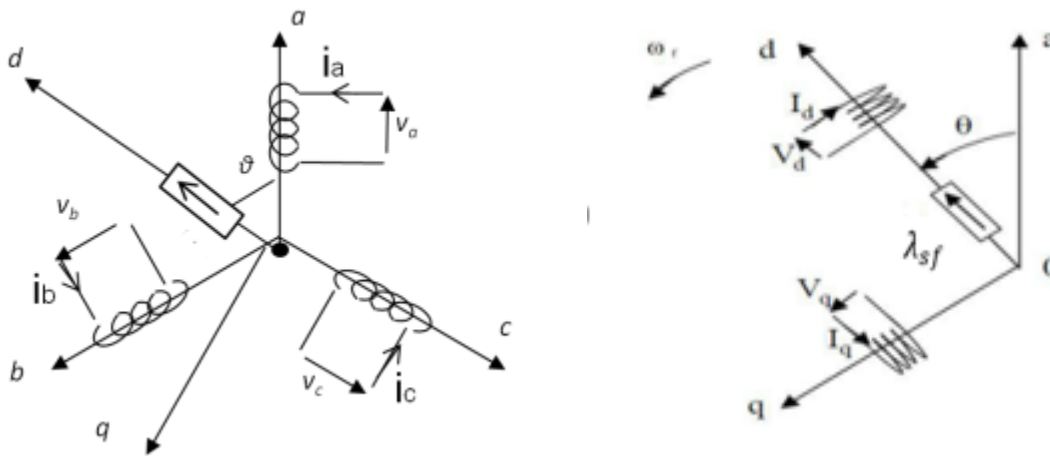


Figure 1.3 Représentations de machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé

1.3.3.2 Passage direct : du triphasé au diphasé

Les variables triphasées dans tout cadre de référence peuvent être transformées en composantes orthogonales par la relation suivante

$$[x_{qd}] = [c_1][x_{abc}] \quad (1-12)$$

Où c_1 est la matrice de coefficients de transformation et est donnée comme suit :

$$[c_1] = \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1-13)$$

1.3.3.3 Passage inverse : du diphasé au triphasé

On peut passer de modélisation triphasé (a,b,c) à la transformation de Park comme suit :

$$[x_{abc}] = [c_1]^{-1}[x_{qd}] \quad (1-14)$$

Et l'inverse de c_1 est donné comme

$$[c_1]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (1-15)$$

1.3.3.4 Equations électriques

Dans l'équation (1-14), le terme x peut représenter toute variable telle que la tension, le courant ou la liaison de flux. Les équations de tension dans la machine peuvent être transformées en composantes orthogonales d'un référentiel tournant comme suit :

$$[V_{qd}]^r = [c_1][V_{abc}] \quad (1-16)$$

$$[V_{qd}]^r = [c_1]\{[r_{abc}][i_{abc}] + p[\lambda_{abc}]\} \quad (1-17)$$

L'équation (1-17) peut encore être simplifiée en substituant des équations de courants et de flux liens dans le cadre dqo comme :

$$\begin{aligned} [V_{qd}]^r &= [c_1]\{[r_{abc}][c_1]^{-1}[i_{dq}]^r + p[c_1]^{-1}[\lambda_{dq}]^r\} \\ &= [c_1][r_{abc}][c_1]^{-1}[i_{dq}]^r + [c_1] p [c_1]^{-1}[\lambda_{abc}]^r + [c_1][c_2]^{-1}p[\lambda_{abc}]^r \end{aligned} \quad (1-18)$$

On peut simplifier l'équation ci-dessus en substituant la valeur de $[c_1], [c_1]^{-1}$ et $[r_{abc}]$

$$[V_{qd}]^r = [r_{abc}][i_{dq}]^r + p\omega_r[\lambda_{dq}]^r + p[\lambda_{qd}]^r \quad (1-19)$$

Avec P est le nombre de paires de pôles. L'équation (1-19) peut être exprimée sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_q^r \\ V_d^r \\ V_0^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^r \\ i_d^r \\ i_0^r \end{bmatrix} + p\omega_r \begin{bmatrix} \lambda_d^r \\ -\lambda_q^r \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_q^r \\ \lambda_d^r \\ \lambda_0^r \end{bmatrix} \quad (1-20)$$

En supposant que $r_a=r_b = r_c = r_s$ l'équation (1-20) peut être réécrite comme suit

$$\begin{bmatrix} V_q^r \\ V_d^r \\ V_0^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^r \\ i_d^r \\ i_0^r \end{bmatrix} + p\omega_r \begin{bmatrix} \lambda_d^r \\ -\lambda_q^r \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} \lambda_q^r \\ \lambda_d^r \\ \lambda_0^r \end{bmatrix} \quad (1-21)$$

Alors l'équation (1-21) peut être exprimée comme suit

$$V_q^r = r_s i_q^r + p\omega_r \lambda_d^r + p\lambda_q^r \quad (1-22)$$

$$V_d^r = r_s i_d^r - p\omega_r \lambda_q^r + p\lambda_d^r \quad (1-23)$$

$$V_0^r = r_s i_0^r + p\lambda_0^r \quad (1-24)$$

Nous pouvons déterminer λ_d^r, λ_q^r et λ_0^r

$$[\lambda_{qdo}]^r = [c_1][\lambda_{abc}] \quad (1-25)$$

$$[\lambda_{qdo}]^r = [c_1]\{[L][i_{abc}] + [\lambda_f]\} \quad (1-26)$$

$$[\lambda_{qdo}]^r = [c_1][L][c_1]^{-1}[i_{qd}]^r + [c_1][\lambda_f] \quad (1-27)$$

En mettant la valeur de $[c_1], [c_1]^{-1}, [L]$ de l'équation (1-27) et $[\lambda_f]$ de l'équation (1-27) dans l'équation (1-20) on obtient :

$$\begin{bmatrix} \lambda_q^r \\ \lambda_d^r \\ \lambda_0^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1s} + \frac{3}{2}(L_A - L_B) & 0 & 0 \\ 0 & L_{1s} + \frac{3}{2}(L_A + L_B) & 0 \\ 0 & 0 & L_{1s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^r \\ i_d^r \\ i_0^r \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1-28)$$

On définit d-q axe magnétique inductances dans l'équation par :

$$L_{mq} = \frac{3}{2}(L_A - L_B) \quad (1-29)$$

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L_A + L_B) \quad (1-30)$$

On pose que $L_q = L_{1s} + L_{mq}$ et $L_d = L_{1s} + L_{md}$ on trouve :

$$\begin{bmatrix} \lambda_q^r \\ \lambda_d^r \\ \lambda_0^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_q & 0 & 0 \\ 0 & L_d & 0 \\ 0 & 0 & L_{1s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^r \\ i_d^r \\ i_0^r \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1-31)$$

Donc $\lambda_q^r = L_q i_q^r$ et $\lambda_d^r = L_d i_d^r + \lambda_m$ Et dans le cadre de référence zéro du rotor est

$$\lambda_0^r = L_{1s} i_0^r.$$

$$V_q^r = (r_{s+} + pL_q) i_q^r + p\omega_r L_d i_d^r + p\omega_r \lambda_m \quad (1-32)$$

$$V_d^r = -P\omega_r L_q i_q^r + (r_s + pL_d) i_d^r + p\lambda_m \quad (1-33)$$

Les équations (1-32) et (1-33) peuvent être écrites sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_q^r \\ V_d^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_q & P\omega_r L_d \\ -P\omega_r L_q & r_s + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q^r \\ i_d^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p\omega_r \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1-34)$$

V_d : statorique tension sur l'axe d ; V_q : tension statorique sur l'axe q

i_d : courant statorique sur l'axe d ; i_q : courant statorique sur l'axe q

L_d : inductance suivant l'axe d L_q : inductance suivant l'axe q

Pour la simulation dynamique, le modèle du MSAP peut s'exprimer comme suit

$$p i_q^r = (V_q^r - r_s i_q^r - p \omega_r L_d i_d^r - p \omega_r \lambda_m) / L_q \quad (1-35)$$

$$p i_d^r = (V_d^r + p \omega_r L_q i_q^r - r_s i_d^r) / L_d \quad (1-36)$$

Par les équations (1-35,1-36), nous pouvons représenter le MSAP dans l'axe d-q avec schéma l'équivalent

1.3.3.5 Equation électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique développé par la machine peut être obtenue à partir de la composante de la puissance d'entrée qui est transférée à travers l'entrefer.

La puissance totale d'entrée dans la machine est donnée par [9].

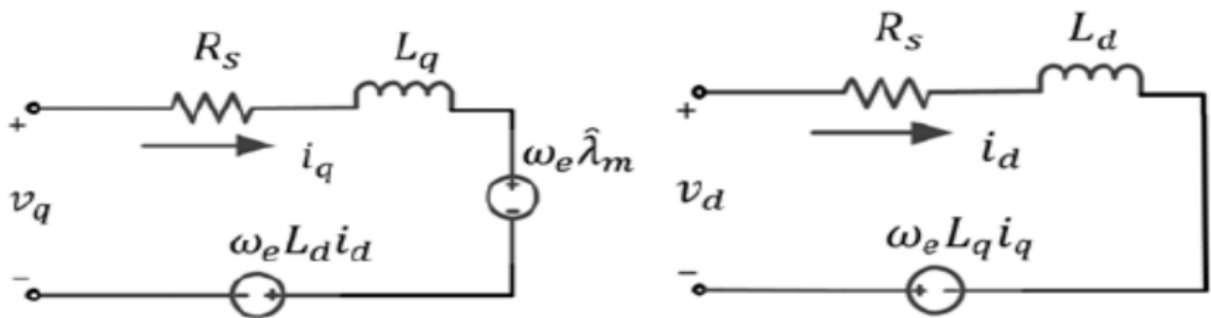


Figure 1-4. Modèle de Park du MSAP : (a) d-axis (b) q-axis

$$p_e = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (1-37)$$

Lorsque les grandeurs de phase du stator sont transformées dans le référentiel (d, q) du rotor qui

Tourne à une vitesse $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ l'équation

$$p_e = \frac{3}{2} (V_q^r i_q^r + V_d^r i_d^r) + 3V_0^r i_0^r \quad (1-38)$$

$$p_e = \frac{3}{2} (r_s (i_q^2 + i_d^2))^r + i_q^r \frac{d\lambda_q^r}{dt} + i_d^r \frac{d\lambda_d^r}{dt} + \omega_r (\lambda_d^r i_q^r - \lambda_q^r i_d^r) + 3i_0^2 r_0 \quad (1-39)$$

En éliminant les termes des pertes ohmiques et du taux de variation de l'énergie magnétique, la au-dessus de l'équation de la puissance électromécanique développée, p_{em} devient :

$$p_{em} = \frac{3}{2} \omega_r (\lambda_d^r i_q^r - \lambda_q^r i_d^r) \quad (1-40)$$

Pour un pôle de P-paire de machine, avec $\omega_r = \frac{p}{2} \omega_{rm}$, ω_{rm} étant la vitesse angulaire du rotor mécaniques par seconde. Ainsi, l'équation (1-40) peut s'écrire comme suit :

$$p_{em} = \frac{3P}{2} \omega_{rm} (\lambda_d^r i_q^r - \lambda_q^r i_d^r) \quad (1-41)$$

En divisant la puissance électromécanique par la vitesse mécanique du rotor, on obtient l'expression du couple électromécanique s'est développée comme suit :

$$T_{em} = \frac{3P}{2} (\lambda_d^r i_q^r - \lambda_q^r i_d^r) \quad (1-42)$$

En substituant les équations (1-32,1-33) dans l'équation (1-42), on obtient :

$$T_{em} = \frac{3P}{2} (\lambda_m i_q^r + (L_d - L_q) i_d^r i_q^r) \quad (1-43)$$

1.3.3.6 Equation mécanique

La relation entre le couple électromécanique et le couple de charge est donnée comme suit :

$$T_{em} = J_m \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \cdot \omega_r + T_r = J_m \cdot \frac{d^2\theta_r}{dt^2} + B_m \cdot \frac{d\theta_r}{dt} + T_r \quad (1-44)$$

Où B_m est le coefficient de frottement, T_r est le couple de charge et J_m est le moment d'inertie. Pour la simulation des caractéristiques dynamiques du lecteur, nous pouvons réécrire l'équation (1-44) dans deux équations du premier ordre comme suit

$$\frac{d\omega_r}{dt} = (T_{em} - T_r + f \cdot \omega_r) / J \quad (1-45)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (1-46)$$

1.3.4 Mise sous forme d'équation d'état

Considérons les tensions (V_d, V_q) et le flux d'excitation λ_{sf} comme grandeurs de commande, les courants statoriques (I_d, I_q) comme variables d'état. A partir des équations (1-35), (1-36), on peut écrire le système d'équations comme suit : [11], [13]

$$\frac{d[X]}{dt} = [A][X] + [B][U] \quad (1-47)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (1-48)$$

Dans le cas d'une régulation de la position θ du rotor, il faut prendre celle-ci comme

Une nouvelle variable d'état et donc le nouveau modèle d'état s'écrit

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} p\omega_r i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} p\omega_r i_d - \frac{\lambda_{sf}}{L_q} p\omega_r \\ \frac{\lambda_{sf}}{J} p i_q - \frac{(L_q - L_d)}{J} p i_q i_d - \frac{f}{J} \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (1-49)$$

Sachant que :

$\frac{d[X]}{dt}$: Vecteur de dynamique du système.

[A] : Matrice d'état.

[X] : Vecteur d'état avec $[X] = [I_d I_q]^t$

[B] : Matrice d'entrée

[U] : Vecteur de commande (avec $[U] = [V_d V_q \lambda_{sf}]^t$)

A partir des équations (1-44), et (1-48.) le modèle de la MSAP dans le repère de Park est schématisé par la figure (1-5):

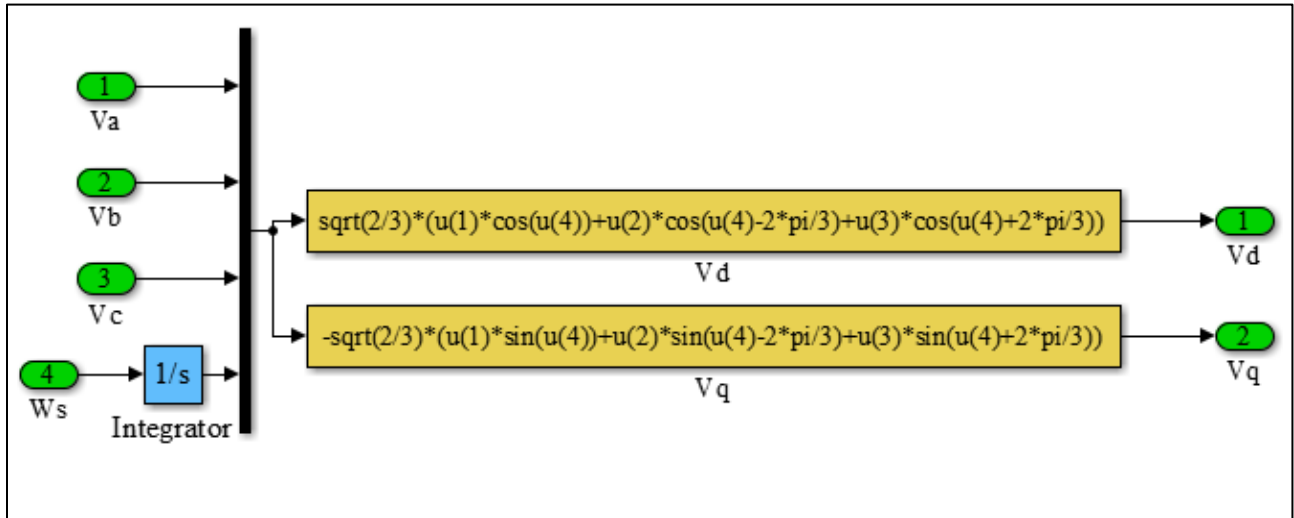


Figure 1-5 : Transformé de Park de la MSAP

1.4 Simulation MSAP avec Simulink

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

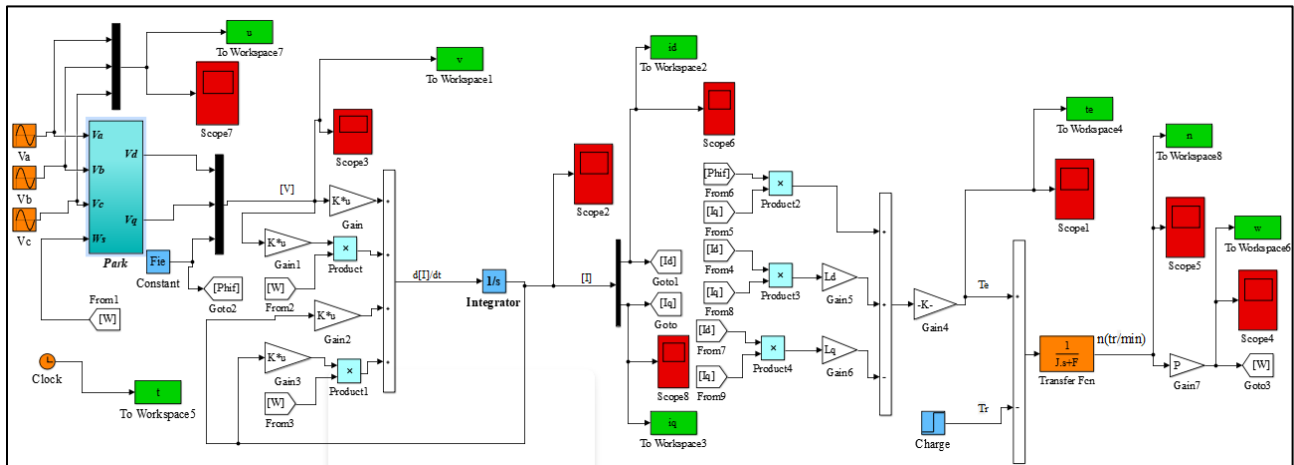


Figure 1-6 : Schéma Simulink de la MSAP

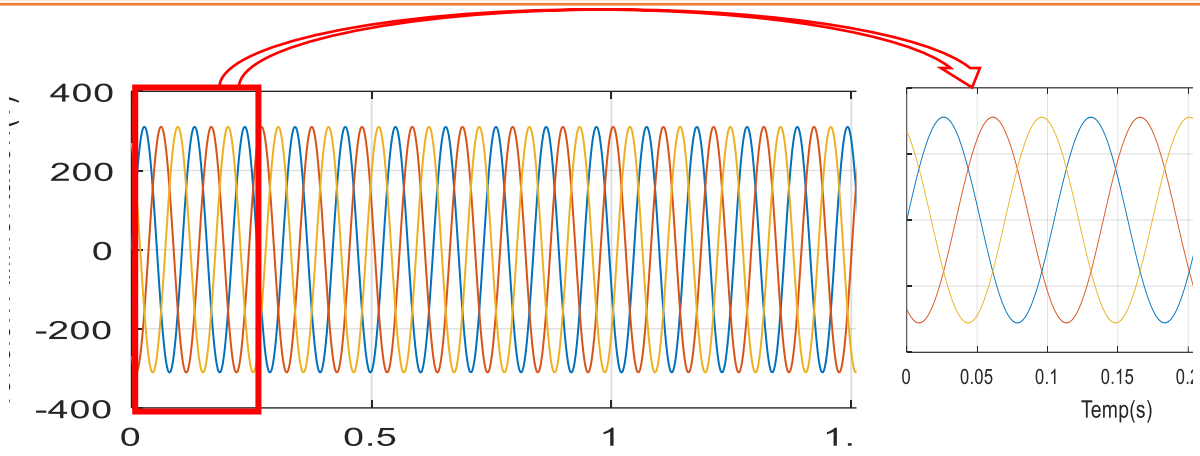
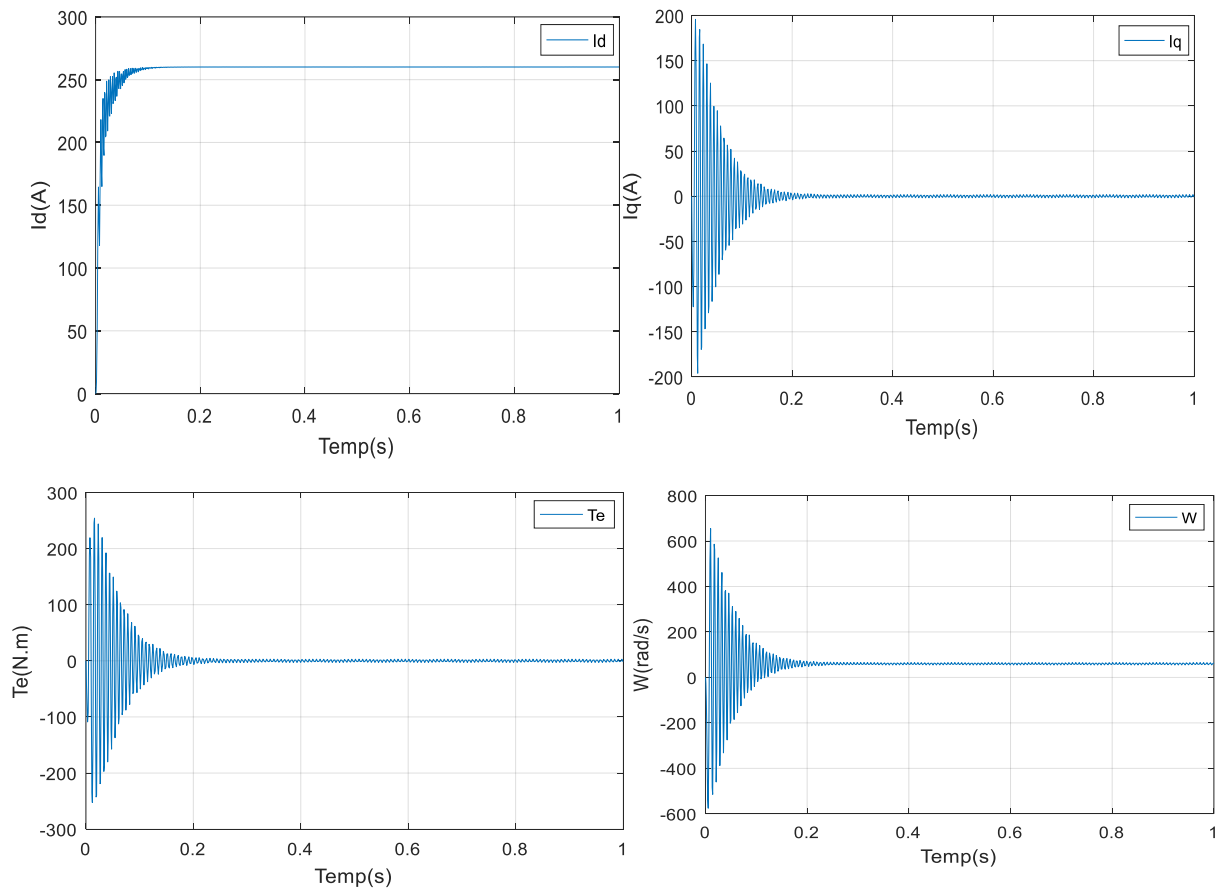


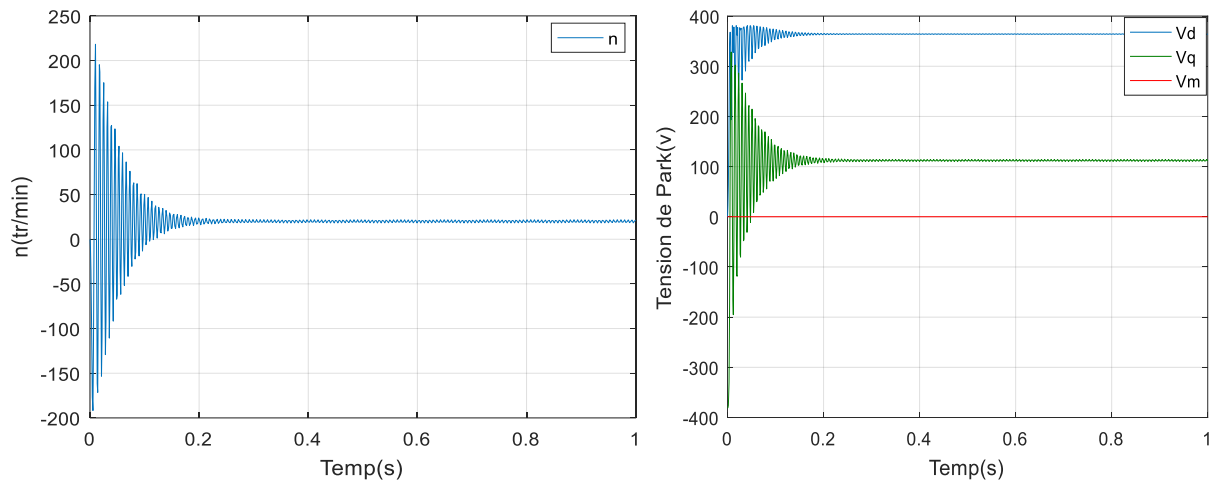
Figure 1-7 : Les tension V_{abc}

Figures 1.8 Résultats de

simulation à



vide : évolution de variables :id, iq, we et Te

Figure 1-9 : Résultats de simulation à vide : évolution des variables n , V_d et V_q 

1.4.1 Test à vide

- Les figures (1.8) et (1-9) montre le comportement du MSAP lors d'un démarrage à vide elles représentent la vitesse ω (rad/s), le couple électromagnétique, les deux composantes d'axe directe i_d et en quadrature i_q).
- On remarque qu'après un régime transitoire de 0.2 s, le couple ramène le rotor à la vitesse du synchronisme où il se stabilise au voisinage de zéro puisqu'il n'y a pas de charge et les frottements sont négligés. (sa valeur de crête est de (273N.m) et se stabilise à une valeur de (0.07N.m), qui compense les pertes par frottement (couple à vide).)
- Après un démarrage très rapide avec des battements au régime transitoire(0,2s), Nous remarquons que la vitesse de rotation se stabilise à la valeur de (63.08 rad/sec).
- Au démarrage, les courants directs et quadrature i_d et i_q sont caractérisés par des oscillations très importantes.
- Le courant i_d augmente rapidement puis se stabilise à sa valeur (259A) après un temps assez court (0.09 s)

1.4.2 Test en charge :

pour le test en charge ,onapplique un couple $Tr=10$ N.m à partir de l'instant $t=0.35$ s.

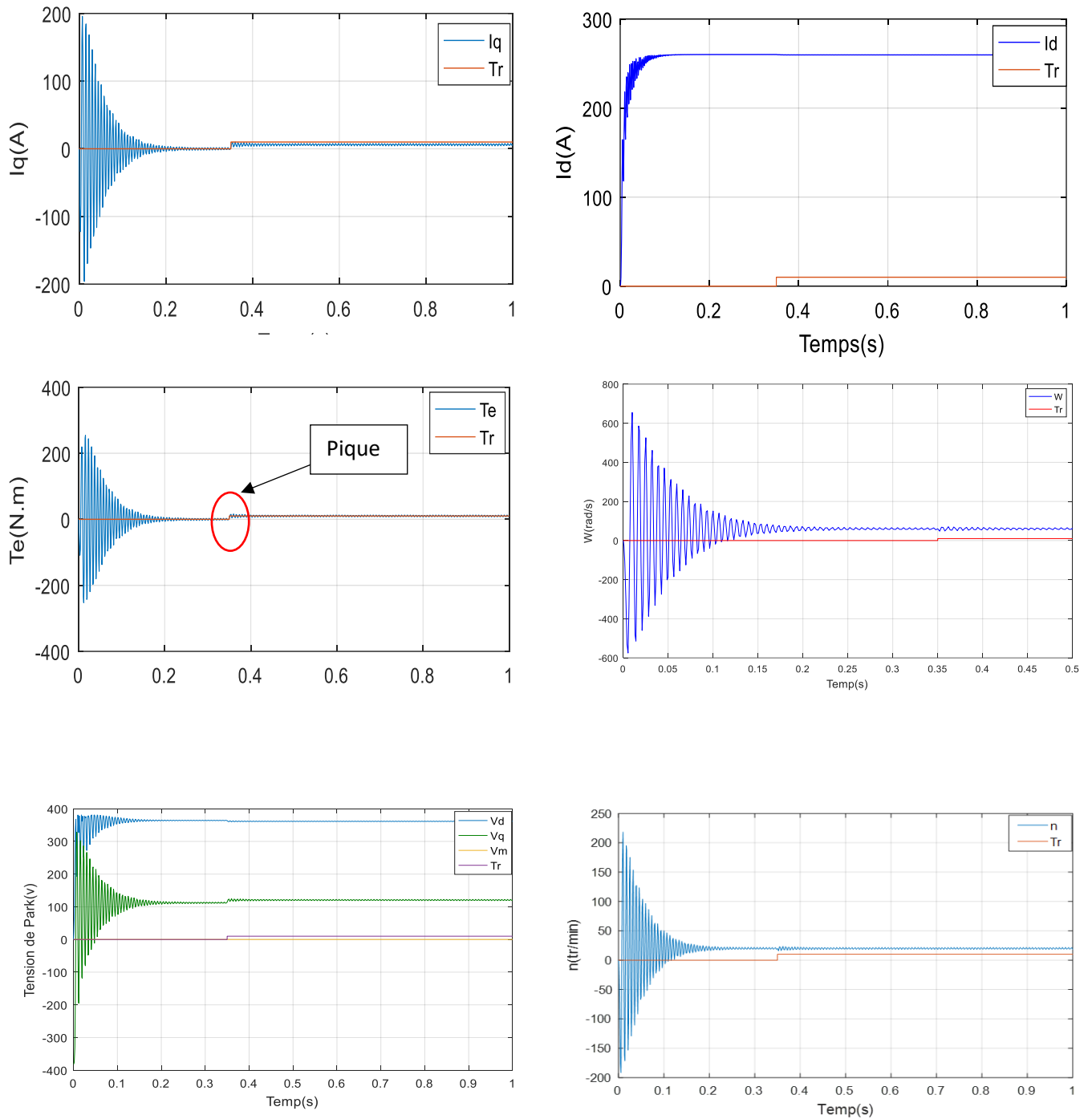


Figure (1-10) : Résultats de simulation MSAP avec charge

On remarque dans la **figure (1-10)** que le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, à l'instant ($t=0.35s$) on applique la charge ; à cet instant on remarque que le couple atteint la valeur du couple résistant ; la machine développe un couple électromagnétique pour compenser cette sollicitation qui explique l'augmentation de couple dans cette plage qui se traduit par une diminution de la vitesse. Pour les courants I_d et I_q au début de démarrage on voit des pics de courant assez important et cela s'explique par la f.é.m. qui est due à une faible vitesse de démarrage.

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné une brève description du moteur synchrone à aimants permanents. Son modèle d'état est donné dans le repère (abc) et le repère (dq) et son comportement dynamique en boucle ouverte est illustré par simulation. Dans les chapitres suivants, nous allons essayer de contrôler cette machine avec des différentes lois de commande dans différentes conditions.

CHAPITRE02

COMMANDE VECTORIELLE DE

LA MSAP

2.1 Introduction

Connu aussi par "commande par orientation du flux" et notée FOC (Field oriented control). En 1971, BLASCKE a proposé une théorie de commande de champ orienté qui permet d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courant continu à excitation séparée, ou la force magnétomotrice de l'induit établie un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation [14],[15].

Pour la réalisation de ce control, il est nécessaire que l'orientation du flux soit en quadrature avec le courant qui génère le couple. Ainsi, on obtient le modèle de la machine où le flux et le couple électromagnétique sont découplés de sorte que l'on puisse agir sur le couple sans influencer le flux, puisque le couple dépend uniquement du courant i_q . Ce qui permet l'obtention de performances considérables, relatives à la réponse du système en régime dynamique similaire à celle d'une MCC.

2.2 Principe de la commande vectorielle de la MSAP

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

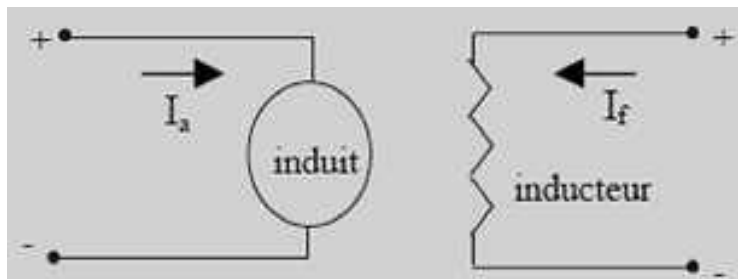


Figure.2.1 Machine à Courant Continu

On a l'expression du couple comme suit:

$$T_{em} = p\lambda_m i_q \quad (2-1)$$

Là ces tensions il suffit d'imposer les tensions de référence (V_{qref}) et (V_{dref}) à l'aide des régulateurs, nous allons obtenir des courants de référence (i_{qref}) et (i_{dref}). La commande vectorielle sert alors à contrôler les deux composantes (i_d) et (i_q) du courant statorique en imposant les tensions (V_q) et (V_d) qui conviennent.

2.3 Schéma global de la simulation

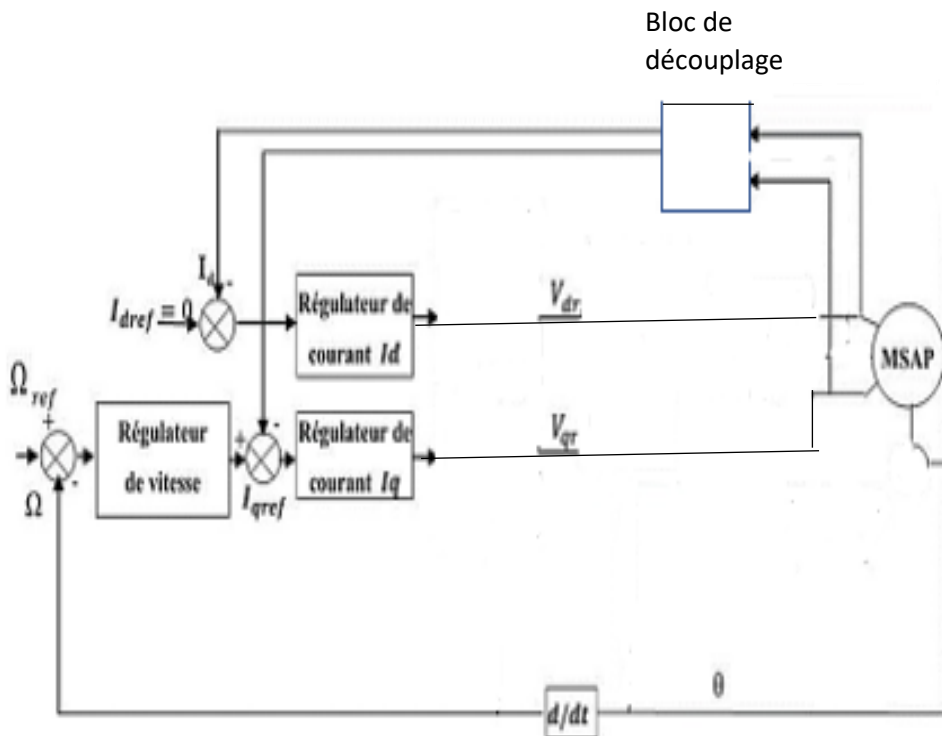


Figure.2.2 Schéma global de simulation de la commande vectorielle avec régulateur PI

2.4 Technique de découplage

Il existe plusieurs techniques de découplage, parmi ces techniques on a :

- 1) Découplage par compensation
- 2) Commande vectorielle indirecte.
- 3) Découplages par régulateur.

Les lois de commande vectorielle des machines alimentées en tensions présentent des couplages entre les actions sur les axes (d) et (q). Dans un repère (d) et (q) avec l'axe (d) aligné sur le flux rotorique, on a les équations suivantes [15],[17],[18].

$$\begin{cases} V_d = \left(L_d \frac{di_d}{dt} + r_s i_d \right) - \omega_r L_q i_q \\ V_q = \left(L_d \frac{di_q}{dt} + r_s i_q \right) + \omega_r L_d i_d + \omega_r \lambda_m \end{cases} \quad (2-2)$$

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

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - F_{emd} \\ V_q = V_{d1} + F_{emq} \end{cases} \quad (2-3)$$

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + r_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + r_s i_q \end{cases} \quad (2-4)$$

$$\begin{cases} F_{emd} = \omega_r L_q i_q \\ F_{emq} = \omega_r (L_d i_d + \lambda_m) \end{cases} \quad (2-5)$$

Nous exposons par la suite la première technique qui est l'objective de notre Commande à étudiée en démontreront les avantages et les inconvénients.

2.5 Découplage par compensation

Les équations (2-2) montrent que V_d et V_q dépendent des courants à la fois sur les axes (d) et (q). Nous sommes donc amenés à implanter un découplage qui est basé Sur l'introduction des termes de compensation F_{emq}, F_{emd}

Les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_d et le courant i_q ne dépend que de V_q . Ces expressions s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{pL_d + r_s} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{pL_q + r_s} \end{cases} \quad (2-6)$$

Les tensions V_d et V_q sont alors reconstitués à partir des tensions V_{d1} et V_{q1} et illustrés sur la figure (2.3)

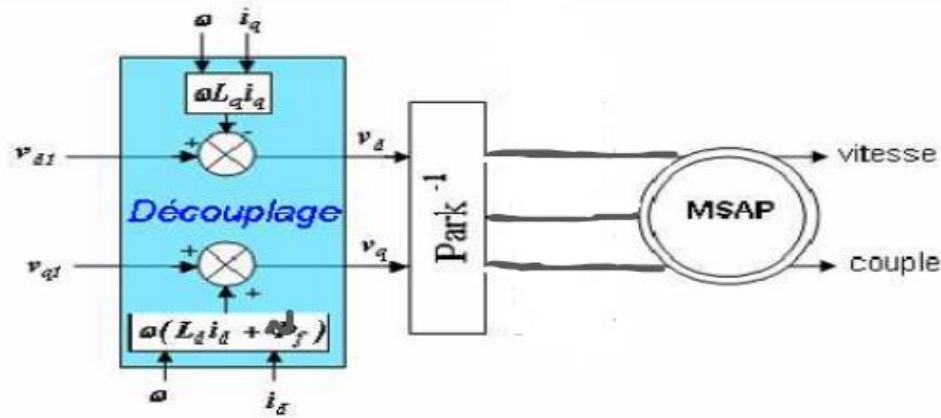


Figure.2.3 Reconstitution des tensions v_d et v_q

Le principe de correction (régulation) consiste à réguler les courants statorique à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques PI. Le schéma de principe de régulation des courants statorique est représenté par la figure (2.4).

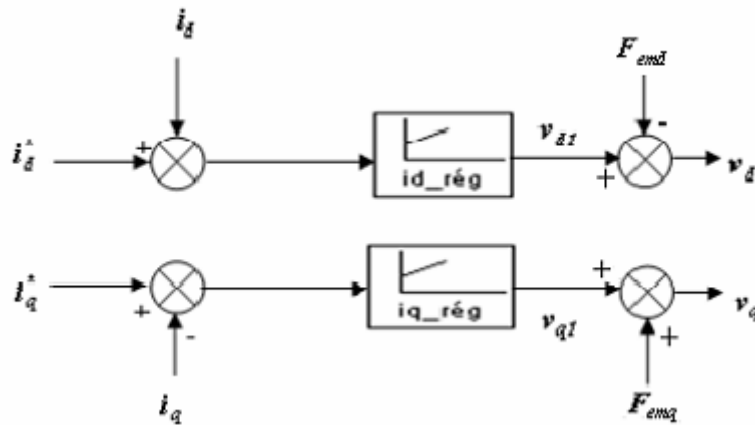


Figure.2.4 Principe de découplage par compensation

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

2.4.1 Contrôle des courants

- Régulateur de courant I_q

Puisque la dynamique des courants, selon les axes d et q, est du premier ordre, il est judicieux de choisir un correcteur de type Proportionnel Intégral PI dont la Fonction de transfert est [16],[19],[20] :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (2-7)$$

k_p et k_i Respectivement l'action proportionnelle et intégrale du régulateur. La boucle de courant peut être représentée par la figure(2.5)

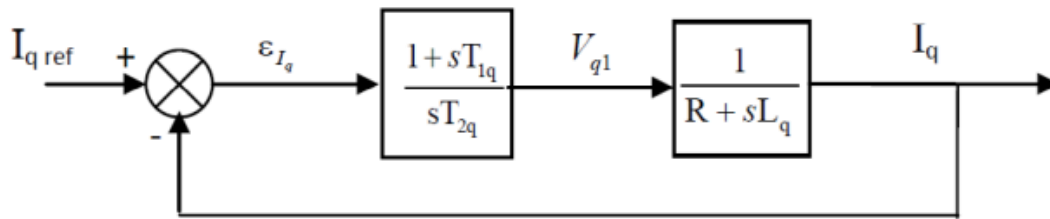


Figure.

2.5.a Boucle de courant Iq régulée par un régulateur PI

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

$$k_p = k_i \tau = \frac{3L_q}{t_r} \quad (2-8)$$

$$k_i = \alpha \frac{R_s}{\tau_e} = 3 \frac{R_s}{t_r} \quad (2-9)$$

τ_e Représente la constante de temps de la partie électrique $\tau_e = \frac{L_q}{R_s}$ et α caractérise l'accélération de la boucle de courant et correspond au rapport entre la dynamique réelle et la dynamique souhaitée. t_r : Temps de réponse sachant que $t_r = 3\tau_e$

- **Régulateur de courant I_d**

Pour la régulation du courant Id on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant Iq.

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$ Constante de temps électrique de l'axe « d » de la machine. Donc :

$$T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s}$$

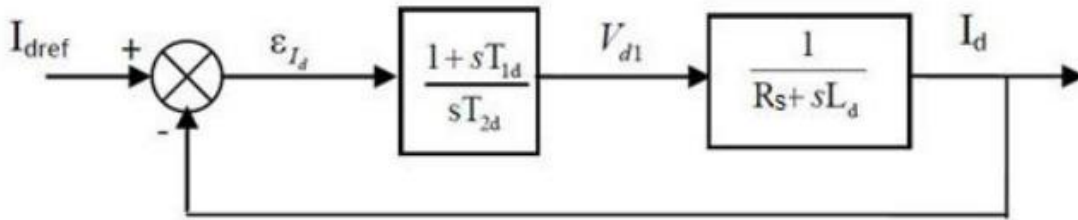


Figure. 2.5.b Boucle de courant Id réglée par un régulateur PI

2.4.2 Contrôle de la vitesse

Une fois la régulation de la boucle du courant est validée, il est alors possible de mettre en place, en cascade une boucle de vitesse souhaitée. La vitesse est commandée au moyen d'un régulateur de type PI. Notre choix pour un tel régulateur est guidé par [16]:

- L'amélioration de sa stabilité en boucle fermée;
- La connaissance et la maîtrise de ce type de régulateur et son application dans l'industrie;
- La robustesse de sa commande; La technique d'imposition des pôles en boucle fermée a été exploitée pour déterminer les paramètres du régulateur de vitesse choisi: si on impose $T_r = 0$ et avec l'équation (2-7) on obtient:

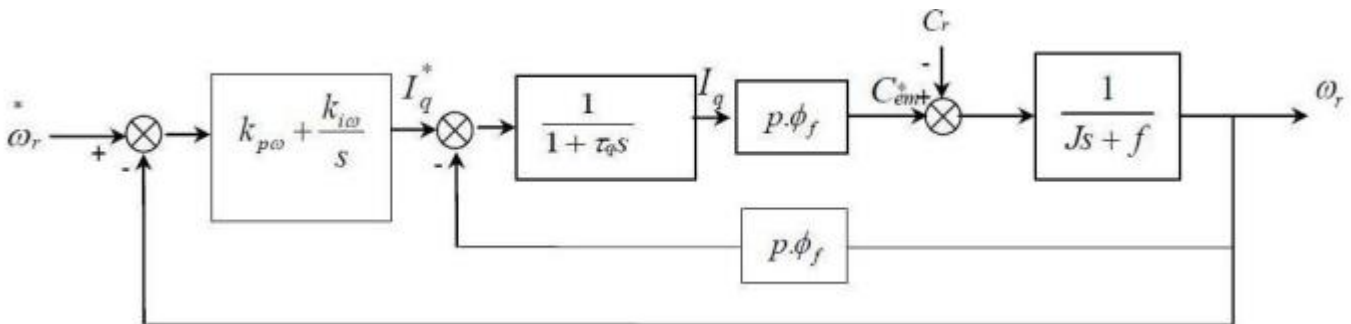


Figure. 2.6 : Boucle de régulation de vitesse

$$G_p(p) = \frac{K_t}{j_m p + f} \tag{2-10}$$

Avec: $K_t = \frac{3}{2} p \lambda_m$

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

$$G(p) = \frac{G_c \cdot G_p}{1 + G_c \cdot G_p} \quad (2-11)$$

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

$$G_c(p) = \frac{K_{pw} p K_{j\omega}}{p} \quad (2-12)$$

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

$$TF(p) = p^2 + \left(\frac{f_c + k_t k_{p\omega}}{J_m} \right) p + \frac{k_t k_{j\omega}}{J_m} \quad (2-13)$$

L'équation (2-13) caractérise un système asservi du deuxième ordre, elle s'écrit sous forme générale :

$$TF(p) = p^2 + 2\xi \omega_n p + \omega_n^2 \quad (2-14)$$

ξ : Représente le coefficient d'amortissement et ω_n représente la pulsation naturelle. Par identification des équations (2-13) et (2-14), on obtient :

$$k_p = \frac{2\xi \omega_n J_m - f}{k_t} \quad (2-15)$$

$$k_{j\omega} = \frac{J_m \omega_n^2}{k_t} \quad (2-16)$$

2.5 Résultats de simulation

une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink.

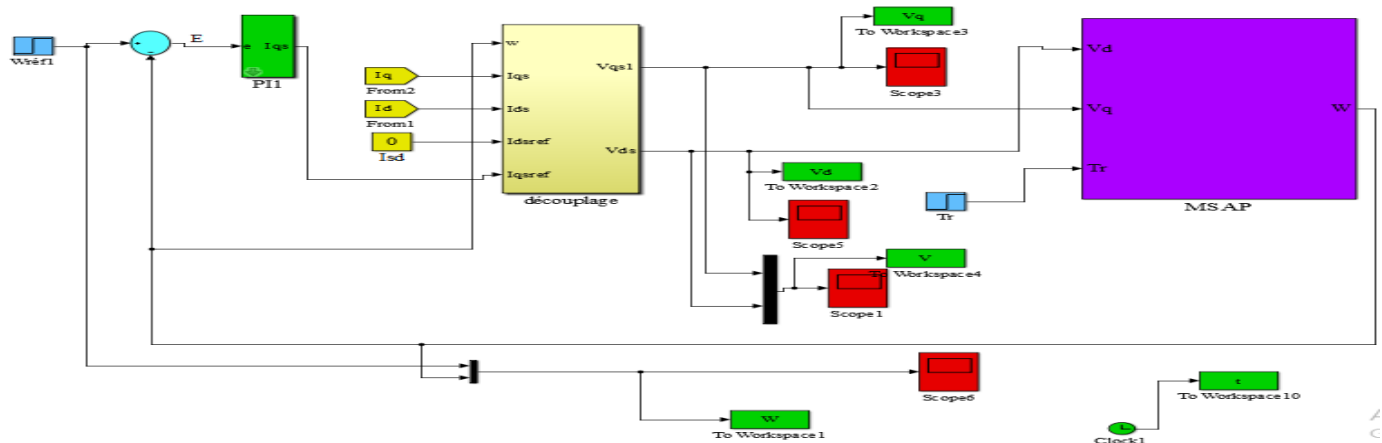


Figure 2.7 : Commande vectorielle appliquée à la MSAP sur Matlab/Simulink

2.5.1 Test à vide :

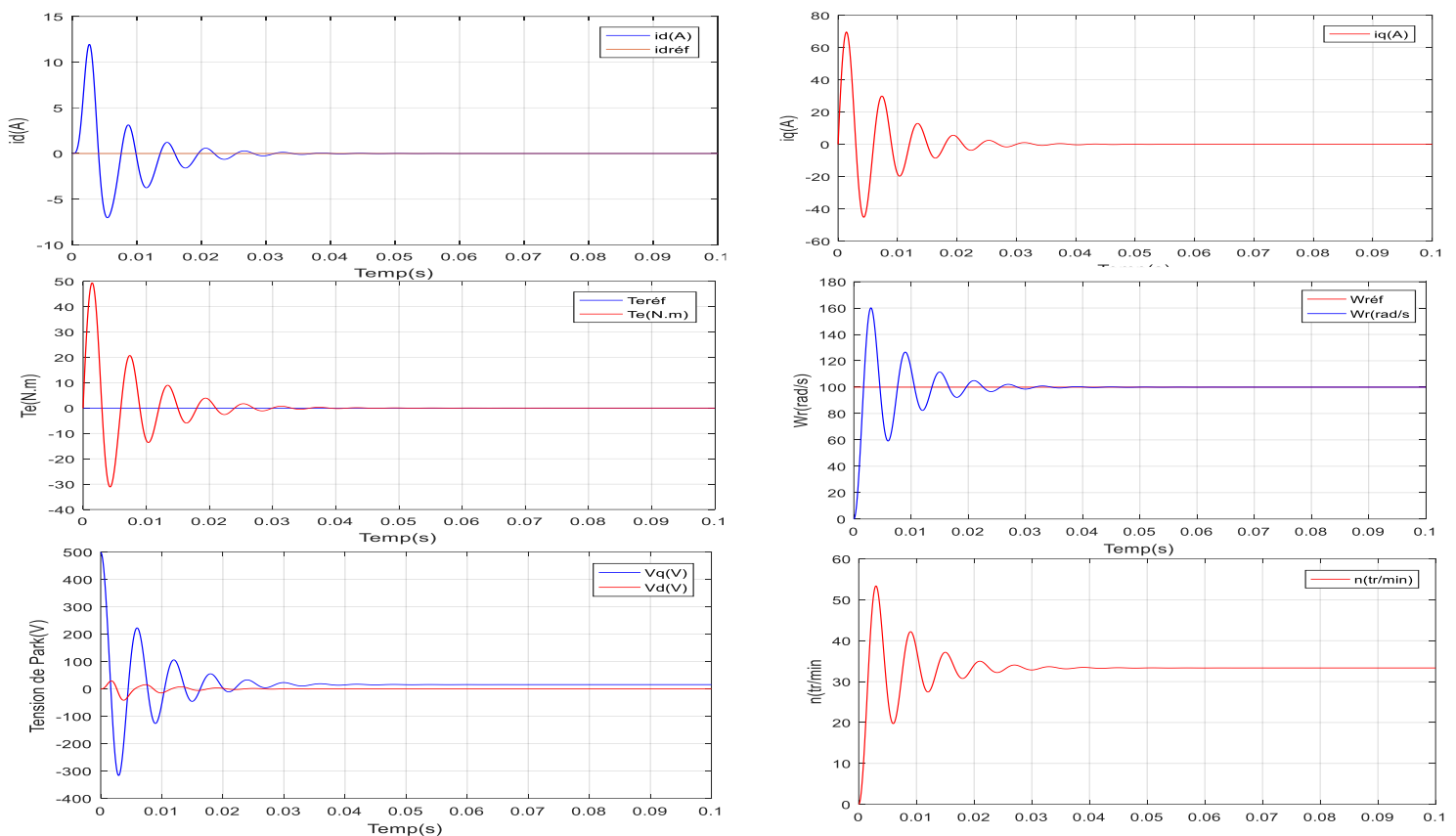


Figure 2.8 : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide

2.5.2 Test avec charge ($T_r=10\text{N.m}$)

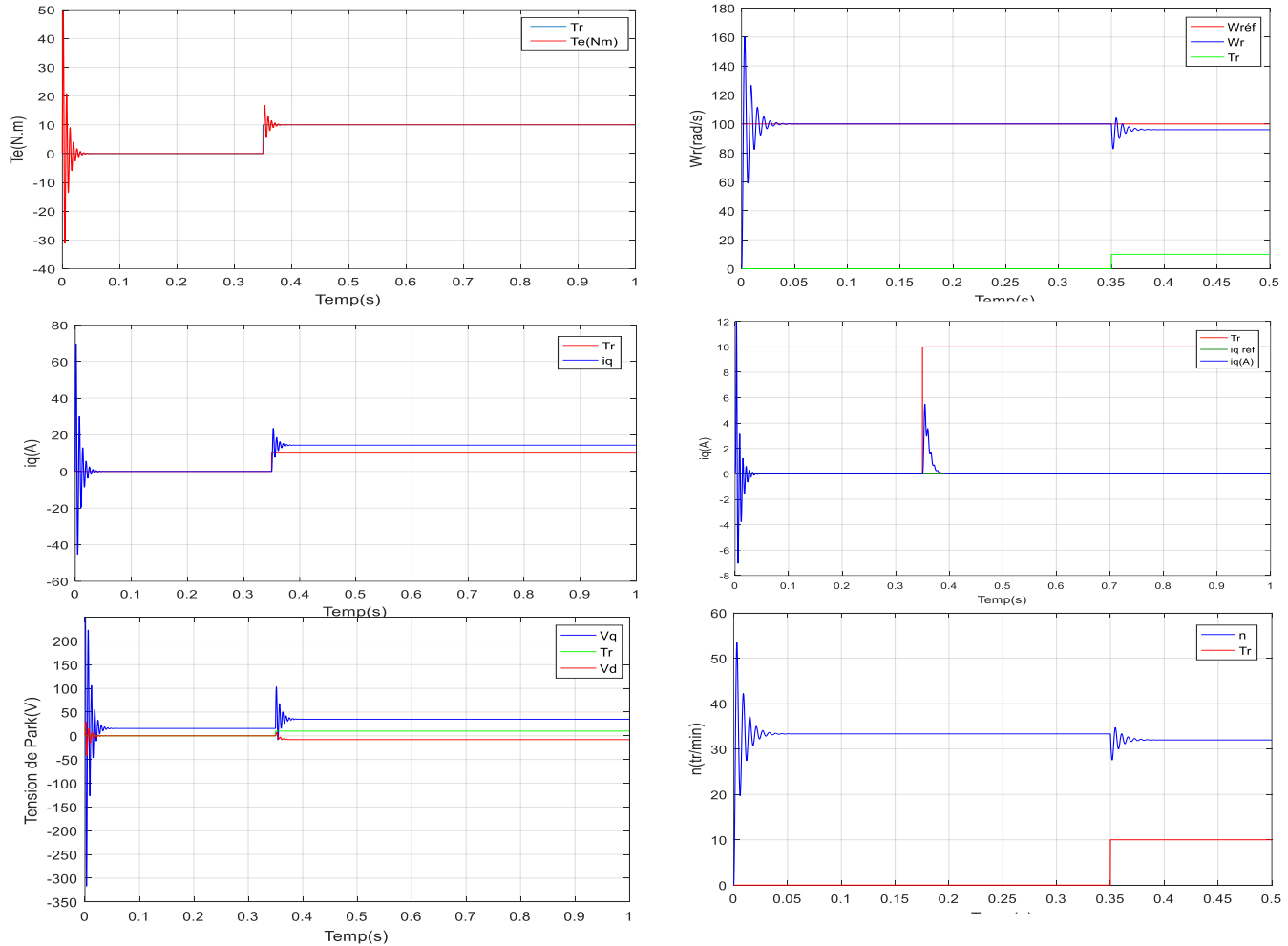


Figure 2.9 : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP avec charge appliquée à l’instant $t=0.35\text{s}$

Interprétation

Après réalisation du découplage et la synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur PI de la MSAP.

La figure 2.8 et figure 2.9 représentent les résultats de simulation de l’essai à vide et en charge du MSAP, pour un échelon de consigne de 100 rad/s, suivi de l’application d’une charge de 10 N.m à partir de $t=0.35\text{s}$. On remarque que :

- L’allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. Après l’application de la charge à l’instant $t=0.35\text{s}$, la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint sa valeur de référence,

- Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge,
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($i_d = 0$)
- Le courant i_q est l'image du couple.

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le principe de la commande vectorielle, l'application de cette commande pour le moteur synchrone permet de simplifier le modèle de la machine et d'améliorer les performances dynamiques et statiques. La commande vectorielle permet d'obtenir un découplage entre l'axes « d » et « q » ce qui rend le moteur synchrone similaire au moteur à courant continu etc.

La simulation de la MSAP avec commande vectorielle est illustrée à vide et en charge, les résultats montrent que le rejet de perturbations n'est pas performant, pour remédier à cet inconvénient, on propose une nouvelle commande eu l'occurrence l'ADRC, cette commande fera l'Objet d'étude du prochain chapitre .

CHAPITRE 03

SYNTHÈSE ADRC

3.1 Introduction

Le suivi de la position du point de consigne des systèmes de contrôle de mouvement est une tâche de contrôle typique en ingénierie. La commande dérivée proportionnelle (PD) basée sur l'observateur est classique pour gérer cette tâche, où le but de la rétroaction PD est de réguler la position et le but de l'observateur est de fournir des estimations de la vitesse nécessaire dans la boucle de rétroaction [21]. L'observateur conventionnel est construit en supposant qu'un modèle mathématique exact est disponible [22].

Les systèmes de commande contiennent habituellement de multiples incertitudes, comme le frottement inconnu, non linéarités, la perturbation de la charge, le bruit de mesures. Par conséquent, le défi fondamental dans la pratique est de rendre le contrôle PD basé sur l'observateur capable de traiter les incertitudes bien au-delà de l'information sur le modèle connue dans les processus en mouvement. Au cours des dernières décennies, l'estimation et la compensation des incertitudes ont été synthétisées de manière efficace dans une conception basée sur les observateurs [23],[25]. L'estimation des incertitudes améliore considérablement la conception basée sur l'observateur, puisqu'elle permet la structure de contrôle à deux degrés de liberté, l'une dédiée à compenser l'incertitude et l'autre à réguler le système en boucle fermée [26]. Cette structure attrayante a été réalisée avec succès par de nombreuses méthodes, qui comprennent principalement, mais sans s'y limiter, le contrôle actif du rejet des perturbations (ADRC) [27],[28], le contrôle fondé sur l'observation des perturbations [29], [30], contrôle par observateur des perturbations non linéaires [31],[32],[38]. En particulier, l'ADRC s'est avéré puissant pour traiter divers types de systèmes de contrôle de mouvements [33], [34]. Avec l'idée clé de construire un observateur d'état étendu (ESO) pour estimer en temps opportun la « perturbation totale » [37]. qui regroupe à la fois la dynamique du système et les perturbations inconnues, l'ADRC a été appliqué avec succès [35],[36]. par exemple, pour les systèmes actionneurs à deux masses [38],[39], système à moteur à C.C. [40], systèmes d'engins spatiaux [41]., et les robots manipulateurs [42],[43]. En outre, les premières puces de contrôle du mouvement avec technologie ADRC embarquée ont récemment été introduites sur le marché [44]. Les articles [24] et [45] présentent également la sélection de la loi de contrôle et l'optimisation des paramètres de l'ADRC pour le problème général de contrôle de position [46] et [47]. Un ADRC est normalement constitué de trois composants : différentiateur de suivi, Observateur d'état étendu et rétroaction non linéaire [48].(voir Fig. 3.1).

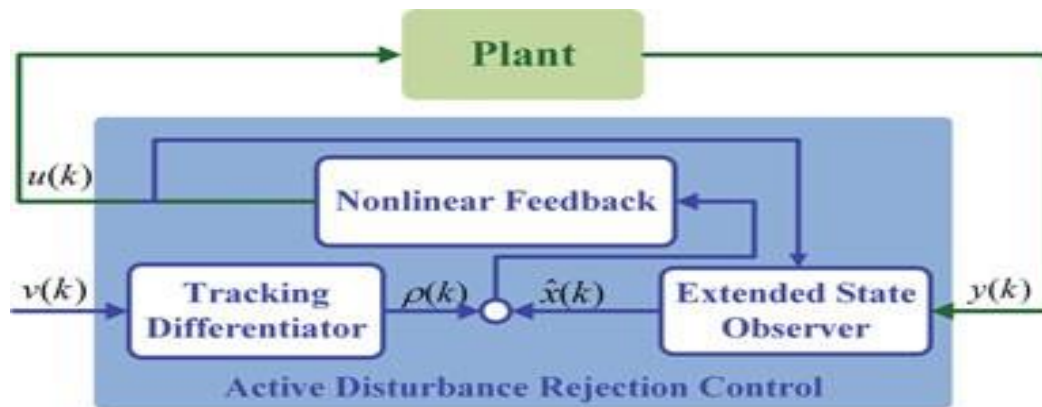


Figure. 3.1 Structure de l'ADRC non linéaire

3.2 Principe du contrôle ADRC

Le control ADRC, inventé par le chercheur chinois J. Han, permet de corriger certains défauts des Correcteurs PID qui sont [49], [28] :

- La dégradation due au bruit dans la partie dérivative du correcteur
- La sur-simplification et la perte de performance dans la combinaison linéaire des termes P,I et D
- Les complications que porte le terme intégral : bien qu'il soit essentiel pour éliminer les erreurs d'état stable introduisent d'autres problèmes tels que la saturation et marge de stabilité réduite en raison du décalage de phase

Afin de combler les lacunes ci-dessus du contrôleur PID, J. Han a proposé quatre Solutions permettant de concevoir de nouveaux contrôleurs :

- Une équation différentielle simple utilisée comme profil de référence ;
- Suiveur différentiel tolérant au bruit ;
- Retour de sortie non linéaire ;
- Estimation de l'incertitude totale et de son rejet.

Le contrôleur ADRC a trois composantes de base à implémenter dans la solution proposée par J. Han :

- a) La première est un suiveur différentiel, ou Tracking Différentiateur (**TD**) en anglais. Son rôle est d'extraire la dérivée du signal de référence et de l'utiliser comme référence système.

- b) La deuxième composante, c'est la partie la plus importante de l'ADRC, l'observateur d'état étendu **E.S.O** (Extended State Observer). c'est celle-ci qui va estimer l'incertitude totale, c'est la pierre angulaire de cette méthode de contrôle.
- c) Enfin, la troisième composante est le retour d'erreur d'état, LSEF (Linear State Error Feedback) ou NLSEF (Non-Linear State Error Feedback), selon cette dernière nature. Cette partie est un héritage du PID, qui a été modifié (pour la plupart des ADRC) ; bénéficiant de la puissance des combinaisons non linéaires de la variables de sortie, son intégrale et sa dérivée.

3.3 Fonctionnement global

On peut résumer le fonctionnement du contrôleur ADRC en retraçant la conception de la commande. Tout d'abord, le TD va, soit depuis un signal de référence, soit depuis le signal de sortie (dépendamment de son rôle, sur le schéma il s'agit du signal de référence), générer sa dérivée en se référant à la figure 3.2.

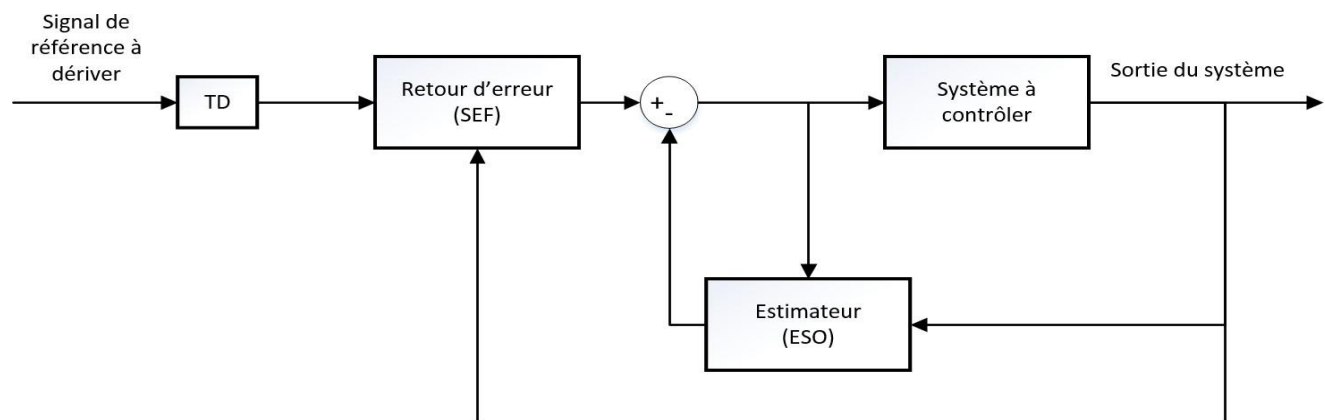


Figure 3.2 Schéma fonctionnel de l'ADRC comprenant les 3 composantes : TD, SEF et ESO

Dans le premier cas, on aura accès au signal de référence et à ses dérivées, comme la position souhaitée de la trajectoire et sa vitesse, ce qui est utile dans le cas du contrôle de vitesse. Dans le second cas, on a accès non seulement aux variables d'état données par la sortie, mais aussi à leurs dérivées, qui peuvent être indispensables pour les commandes (comme le terme D d'un PID). La différence entre l'estimation de la variable d'état et le signal de référence (et ses dérivées) est alors injectée dans le SEF. SEF nous permettra alors d'obtenir des commandes en fonction de ces grandeurs, soit par combinaison linéaire (comme dans le cas du PID) soit non linéaire (NLSEF). Par conséquent, cette commande générée par le SEF représentera la dynamique souhaitée du système. Cependant, les perturbations et les erreurs de modélisation extérieures au système (incertitudes externes et internes) vont malheureusement perturber cette dynamique et nous n'aurons donc pas cette dynamique désirée. Par conséquent, l'ESO estimera la

différence entre cette dynamique et la dynamique réelle en temps réel. En modifiant les commandes de sortie du SEF, nous obtiendrons des commandes équivalentes permettant d'atteindre la dynamique souhaitée en compensant les incertitudes de notre système et les perturbations externes. Il convient de noter que dans la plupart des cas où le CCRA est appliqué, ce diagramme est fréquemment modifié. TD n'est pas utilisé tout le temps (selon que des dérivées sont nécessaires), on peut choisir d'utiliser une rétroaction linéaire ou non linéaire, tout comme utiliser LESO ou utiliser une fonction non linéaire pour contrôler la convergence de l'estimateur. Par conséquent, combien de contrôleurs ADRC peuvent être appliqués au système dynamique. Il s'agit donc de comprendre la spécificité de chaque composant afin de créer un contrôleur répondant au mieux aux performances requises, que ce soit la simplicité de mise en œuvre, la rapidité, etc. [49].

3.4 Type de fonctionnement global du contrôle ARDC

Le suiveur différentiel peut dériver le signal de référence récupérer en sortie deux grandeurs qui sont le signal et sa dérivée, ceci permet de suivre à la fois les variations d'un signal donné et sa dérivée (dans notre étude, cela peut être utilisé pour suivre les variations de la vitesse et le couple électromagnétique de la machine déduit de la dérivée de la vitesse)

L'observateur d'état étendu estime la dynamique du système à une erreur, l'erreur constitue des objectifs qui devraient être minimisés voire éliminés

Le bloc de retour d'erreur d'état génère la commande en injectant cette erreur dans son entrée nécessaire pour l'annulation des erreurs et la compensation des interférences.

Selon les fonctions utilisées par les différents modules, on distingue deux contrôleurs ADRC,

Par conséquent, on cite :

- **LADRC** : contrôleur ADRC linéaire
- **NLADRC** : contrôleur ADRC non linéaire

3.4.1 Contrôleur ADRC linéaire (LADRC)

Le control LADRC devient de plus en plus populaire, plusieurs auteurs ont traité sa description et son analyse [50], [51], [52], [53].

Pour illustrer son concept, on considère dans un premier temps, le modèle général d'un système dynamique non linéaire et variable dans le temps d'ordre n , à une seule entrée u et une seule sortie Y (**SISO** : Single Input Single Output), décrit par l'équation suivante :

$$y^{(n)} = f(y(t), w(t)) + b_0 \cdot u(t) \quad (3-1)$$

- $w(t)$: modélise l'ensemble des perturbations externes

- $f(y(n-1), y(n-2), \dots, y(t), w(t))$: dynamique du système et ensemble des perturbations Internes et externes.

- b_0 : paramètre constant

Sachant que l'ordre du système et le paramètre b sont connus. L'ADRC présente l'avantage de pouvoir contrôler ce type de systèmes par estimation et rejection des perturbations y compris celle qui dépendent du système lui-même, chose que les autres contrôleurs ne pourront pas réaliser.

3.4.2 Estimation de la perturbation - ESO

L'élément de base du contrôle ADRC est l'observateur d'état étendu (Extended state Observer), dont le principe est décrit ci-dessus :

L'équation (3.1) précédente peut être décrite en représentation d'état comme suite :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = x_3 \\ \vdots \\ \dot{x}_n = x_{n+1} + b_0 u \\ \dot{x}_{n+1} = \dot{f} \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3-2)$$

Ou sous la forme matricielle :

$$\begin{cases} \dot{X} = A \cdot X + B \cdot U + E \cdot \dot{f} \\ y = C \cdot X \end{cases} \quad (3-3)$$

Comme on le remarque le vecteur d'état X contient un état supplémentaire x_{n+1} dérivable, qui modélise la perturbation.

Il est donc évident que l'observateur de Luenberger pour ce système prenne en considération la variable supplémentaire, sa forme est donnée par [54].

$$\begin{cases} \dot{Z} = A \cdot Z + B \cdot U + L(Y - \hat{Y}) \\ \hat{Y} = C \cdot Z \end{cases} \quad (3-4)$$

Avec

- $Z = [\hat{z}_1 \hat{z}_2 \dots \hat{z}_{n+1}]^t$: vecteur d'état de l'ESO
- $L = [\beta_1 \beta_2 \dots \beta_{n+1}]^t$: vecteur de gains de l'observateur ; pour des gains bien choisis, la

perturbation sera mieux estimée.

3.4.3 Loi de commande

Lorsque $(A - L \cdot C)$ est asymptotiquement stable, $y(t)$ et ses $(n - 1)$ dérivées seront estimées par $\hat{z}_1 \hat{z}_2 \dots \hat{z}_n$ et l'ensemble des perturbations seront estimés par \hat{z}_{n+1} ; donc, si on choisit la loi de commande :

$$u(t) = \frac{u_0(t) - \hat{f}}{b_0} \quad (3-5)$$

L'équation différentielle du système déviant :

$$y^{(n)} = f(y(t), w(t)) + b_0 \cdot \frac{u_0(t) - \hat{f}}{b_0} \quad (3-6)$$

Si l'ESO est bien paramétré :

$$f(y(t), w(t)) = \hat{f} = \hat{z}_{n+1} \quad (3-7)$$

Et par conséquent

$$y^{(n)} \approx u_0(t) \quad (3-8)$$

Ce qui ramène le système à un ensemble d'intégrateur en cascade, et le système finalement pourra être commandé par:

$$u_0(t) = k_1(r(t) - y(t)) + k_2(\dot{r}(t) - \dot{y}(t)) + k_3(\ddot{r}(t) - \ddot{y}(t)) + \dots + k_n(r^{(n-1)}(t) - y^{(n-1)}(t)) \quad (3-9)$$

Et puisque, $y(t)$ et ses $(n - 1)$ dérivées seront estimées par $\hat{z}_1 \hat{z}_2 \dots \hat{z}_n$ et l'ensemble des perturbations seront estimés par \hat{z}_{n+1}

$$u(t) = \frac{k_1(r(t) - \hat{z}_1(t)) + k_2(\dot{r}(t) - \hat{z}_2(t)) + \dots + k_n(r^{(n-1)}(t) - \hat{z}_n(t)) - \hat{z}_{n+1}}{b_0} \quad (3-10)$$

Que l'on peut exprimer par :

$$u(t) = K_0(\hat{r}(t) - \hat{z}(t)) \quad (3-11)$$

Avec:

- $\hat{r}(t) = [r(t) \dot{r}(t) \dots r^{n-1}(t)]^t$: vecteur référence
- $K_0 = [k_1 k_2 \dots k_n \ 1]/b_0$: vecteur des gains du contrôleur

3.4.4 Réglage des paramètres du contrôle ADRC

3.4.4.1 Paramètres de l'ESO:

Le polynôme caractéristique de l'observateur ESO est donné par :

$$P_{eso}(p) = \det(p.I - (A - L.C)) = p^{n+1} + a_1.p^n + a_2.p^{n-1} + \dots + a_{n-1} \quad (3-12)$$

Avec les a_i sont en fonction des β_i éléments de vecteur des gains L .

Une méthode réglage consiste à ramener tous les pôles du polynôme à $-w_0$, c'est-à-dire :

$$P_{eso_des}(p) = (p + w_0)^n \quad (3-13)$$

Par identification terme à terme des équations (3-13) et (3-14), on obtient les valeurs prise par chaque élément β_i en fonction de $w_0 > 0$.

3.4.4.2 Paramètres du contrôleur

Le polynôme caractéristique de contrôleur est donné par :

$$P_{con}(p) = \det(p.I - (A - B.K_0)) = p^{n+1} + b_1.p^n + b_2.p^{n-1} + \dots + b_{n-1} \quad (3-14)$$

Par la même méthode utilisée en ESO, on impose que tous les pôles du polynôme caractéristique

Soient en $(-w_0)$, c'est-à-dire :

$$P_{con_des}(p) = (p + w_c)^n \quad (3-15)$$

Ainsi, par identification terme à terme, on détermine les paramètres k_i de réglage du contrôleur.

Il existe d'autres méthodes de réglage des éléments de contrôleur LADRC par exemple celle proposée par [54].

3.5 Application à un système de 1^{er} ordre :

Considérons le système de premier ordre décrit par l'équation suivante :

$$\dot{y} = f(y, t, w) + b \cdot u \quad (3-16)$$

En représentation d'état, cette équation peut se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 + b \cdot u \\ \dot{x}_2 = f \\ y = x_1 \end{cases} \quad (3-17)$$

Ou sous forme matricielle,

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + b \cdot B \cdot U + E \cdot f \\ y = C \cdot x \end{cases} \quad (3-18)$$

Avec $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$, $E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ et $C = [1 \quad 0]$

Auquel on associe un observateur d'état, défini par la représentation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{\hat{z}} = A \cdot \hat{z} + b \cdot B \cdot U + L(y - \hat{y}) \\ y = C \cdot \hat{z} \end{cases} \quad (3-19)$$

Avec $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$, $E = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $C = [1 \quad 0]$ et $L = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \end{bmatrix}$

L'observateur d'état étendu peut être réalisé comme suite :

3.5.1 Déterminons les deux paramètres β_1 et β_2

Le choix de ces deux paramètres repose sur la méthode de placement des pôles,

En effet, soit $P(p)$ le polynôme caractéristique du système à réguler, et w_0 le pôle de système en boucle ouverte ;

$$P_{eso}(p) = \det(p \cdot I - (A - L \cdot C)) = p^2 + \beta_1 \cdot p + \beta_2 \quad (3-20)$$

On désire placer les pôles du polynôme à $-w_0$, on impose donc le polynôme

$$P_{eso_des}(p) = (p + w_0)^2 = p^2 + 2 \cdot w_0 \cdot p + w_0^2 \quad (3-21)$$

D'où:

$$\beta_1 = 2 \cdot w_0 \text{ et } \beta_2 = w_0^2$$

3.5.2 Détermination du paramètre k_1 du correcteur :

Par la méthode de placement de pole, on donne le polynôme caractéristique comme suit :

$$P_{con}(p) = \det(p.I - (A - B.K_0)) = p^2 + \frac{p}{b_0} + \frac{k_1}{b_0} \quad (3-22)$$

Pour un polynôme désiré de la forme :

$$P_{con_des}(p) = (p + w_c)^2 = p^2 + 2.w_c.p + w_c^2 \quad (3-23)$$

D'où par identification, $b_0 = \frac{1}{2.w_c}$ et $k_1 = b_0.w_c^2$

3.6 Contrôleur ADRC non linéaire

Le système étudié peut présenter des non linéarités, d'où l'idée d'utiliser l'ADRC non linéaire, pour comprendre son principe, considérons le système 1er ordre décrit par sa représentation d'état :

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}_1 &= \mathbf{f}(\mathbf{x}_1, \mathbf{w}, t) + \mathbf{b}.u \\ \mathbf{y} &= \mathbf{x}_1 \end{aligned} \quad (3-24)$$

Où : w est la perturbation externe, f englobe la dynamique propre du système et l'ensemble des perturbations internes et externes.

On désire que la sortie $y = x_1$, l'observateur est conçu donc sous la forme de 2^{ème} ordre suivante [55] :

$$\begin{aligned} e_0 &= y - z_1 \\ \dot{z}_1 &= z_2 + \beta_1.g(e_1, \alpha_1, \delta_1) + b.u \\ \dot{z}_2 &= \beta_2.g(e_1, \alpha_2, \delta_2) \end{aligned} \quad (3-25)$$

Où:

- z_2 : est la sortie estimée du modèle
- $g(e_1, \alpha_2, \delta_2)$: la fonction non linéaire dite de Han, telle que :

$$g(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{e}{\delta^{1-\alpha}} & \text{si } |e| \leq \delta \\ |e|^\alpha \cdot \text{sign}(e) & \text{si } |e| \geq \delta \end{cases} \quad (3-26)$$

La loi de contrôle imposée par le de bloc NLSEF (Non Linear State Error Feedback) est donnée par :

$$\begin{cases} e_0 = r_1 - z_1 \\ u_0 = \beta_0.g(e_0, \alpha_0, \delta_0) \end{cases} \quad (3-27)$$

Ainsi la nouvelle commande su système devient :

$$u(t) = \frac{\beta_0.g(e_0, \alpha_0, \delta_0) - z_2(t)}{b} \quad (3-28)$$

Où pour un système d'ordre n :

$$u(t) = \frac{\sum_i \beta_i \cdot g(e_i, \alpha_i, \delta_i) - z_{n+1}(t)}{b} \quad (3-29)$$

La fonction $g(e_0, \alpha_0, \delta_0)$ est remplacée par le gain e_0 pour diminuer le nombre de paramètre à régler. Une illustration du contrôle ADRC non linéaire est montrée sur la figure (3.3)

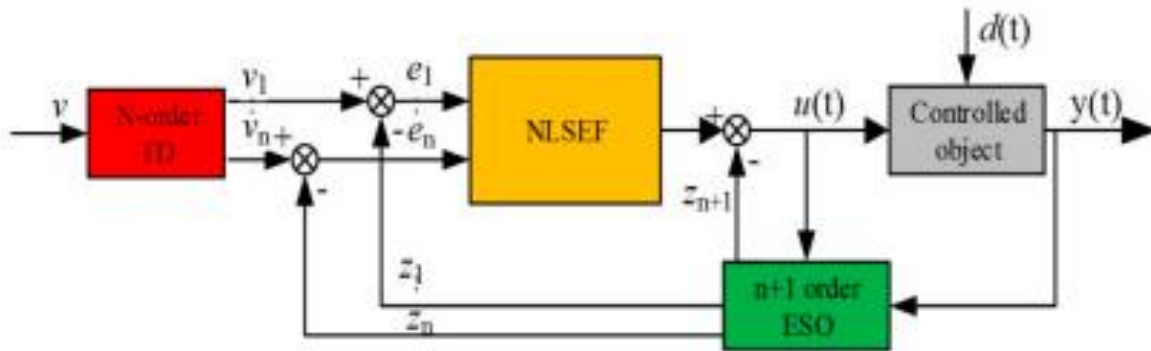


Figure 3.3 : contrôle ADRC non linéaire

Pour voir les détails sur les éléments de la figure 3.3 il faut consulter l'annexe.

3.6.1 Réglage des Paramètres

Le problème de l'utilisation d'un contrôle ADRC non linéaire persiste lors de réglage des Paramètres de ses constituant, ainsi, pour le cas étudié, on a quatre paramètres $\beta_1, \beta_2, \alpha_1$ et α_2 pour l'ESO et un paramètre β_0 pour le NLSEF. Dans la littérature, il existe des différents tableaux de propositions des valeurs à prendre [56], mais le réglage reste empirique.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de base du calcul de la commande ADRC linéaire et non linéaire. On remarque que l'ADRC linéaire est facile à calculer néanmoins l'ADRC non linéaire est difficile à synthétiser. L'objectif du prochain chapitre est d'appliquer l'ADRC non linéaire à la commande de la vitesse de la MSAP.

CHAPITRE 04

Application de la commande ADRC au MSAP

4.1.Introduction

Ces dernières années, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) ont été largement utilisés dans les systèmes de contrôle dans divers domaines en raison de leur petite taille, de leur faible ondulation de couple et de leur structure simple. Le contrôle par rejet des perturbations actives (ADRC), en tant que nouveau type de contrôleur a été largement utilisé dans les servomoteurs synchrones à aimant permanent. Toutefois, le contrôleur par rejet de perturbations actives non linéaires à certaines difficultés [57]-[58], pour le réglage de ces paramètres, par contre, le contrôleur a rejet de perturbations actives linéaires (LADRC) a un réglage des paramètres simple et est plus facile à appliquer en ingénierie [6],[60].

Les études sur l'ADRC montrent que ce dernier compense efficacement les effets des perturbations incertaines et améliore considérablement les performances dynamiques du système [61],[62]. Dans notre travail, l'ADRC non linéaire sera utilisé pour remplacer le contrôleur PI traditionnel dans le système de régulation de vitesse du moteur synchrone à aimant permanent.

4.2.Modèle mathématique MSAP

On considère le modèle d'état du moteur à aimants permanents donné par l'équation suivante :

$$L_d \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + u_d + \omega_e L_q i_q \quad (4-1)$$

u_d, u_q : Tension de l'induction sur les axes d et q

ω_e : vitesse électrique

$$L_q \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + u_q - \omega_e (\lambda_f + L_d i_d) \quad (4-2)$$

λ_f : Le flux de liaison des aimants permanents

$$T_e - T_r - f\omega_r = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (4-3)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \lambda_f i_q \quad (4-4)$$

i_d, i_q : est le courant du statorique dans le repère d/q

R : est la résistance du stator

T_e : est le couple électromagnétique

J : est le moment d'inertie du système

T_r : est le couple de charge.

4.3. Le control ADRC

La méthode de contrôle vectoriel est adoptée $\frac{di_d}{dt} = 0$, et l'équation de vitesse est exprimée comme suit :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2J} P \lambda_f i_q - \frac{T_r}{J} - \frac{f \omega_r}{J} \quad (4-5)$$

On peut écrire l'équation (4-5) comme suit :

$$\dot{\omega}_r = \alpha + b i_q \quad (4-6)$$

Sachant que : $\alpha = -\frac{T_r}{J} - \frac{f \omega_r}{J}$ est la somme des perturbations internes et externes.

b : est le gain de courant.

On choisit la vitesse angulaire mécanique comme variable d'état x_1 et la perturbation totale α comme une variable d'état x_2 et le courant i_q c'est la variable de control u , l'équation d'état (4-6) s'écrit :

$$\dot{x}_1 = x_2 + b u \quad (4-7)$$

4.3.1. Observateur d'état étendu

Généralement, il est rare de connaître l'état entier d'un système. Le plus souvent, on ne connaît qu'une partie, grâce au signal de sortie. Le dispositif qui détermine la variable d'état du système est l'observateur. L'observateur le plus répondu est celui de Luenberger, simple et efficace. En présence des perturbations cet observateur classique devient non performant. Pour remédier à cet inconvénient une structure d'observateur étendu qui prend en charge l'estimation de la perturbation globale est proposée dans la littérature.

Cet observateur étendu (ESO) est l'élément clé de la commande ADRC. L'équation d'état de l'observateur étendu de premier ordre est donnée par :

$$\begin{aligned} e &= z_1 - \omega \\ \dot{z}_1 &= z_1 - \beta_1 * g(e) + bu \\ \dot{z}_2 &= -\beta_2 * g(e) \end{aligned} \quad (4-8)$$

dans la formule

ω : Est la vitesse réelle du moteur ;

z_1 : Est la valeur observée de la vitesse ;

z_2 : Est la valeur observée de la perturbation ; e est l'erreur d'observation ; et β_1, β_2 sont les paramètres de l'observateur d'état.

4.3.2. Calcul du contrôle par retour de l'erreur

$$\begin{aligned} e &= \dot{\omega} - z_1 && ; z_1 \rightarrow \omega \\ u_0 &= k * g(e) \\ u &= \frac{u_0 - z_2}{b} && ; z_2 \rightarrow \alpha \end{aligned} \quad (4-9)$$

Dans la formule, $\dot{\omega}$ est le signal d'entrée donné pour l'ADRC ; k est le facteur d'échelle.

Ramener l'équation (4-9) dans l'équation (4-7), le système est équivalent à un système linéaire :

$$\omega \approx u_0 \quad (4-10)$$

Selon l'équation (4-7), L'erreur de poursuite est définie, l'équation d'état peut être exprimée comme suit :

$$\dot{e} = \dot{\omega}_r - \dot{\omega} \approx \dot{\omega}_r - u_0 = \dot{\omega}_r - k * g(e) \approx \dot{\omega}_r - bi_q - x_2 \quad (4-11)$$

En remplaçant les observations de l'ESO et en combinant l'équation (9), la quantité de contrôle est :

$$i_q = \frac{k * g(e) - z_2}{b} \quad (4-12)$$

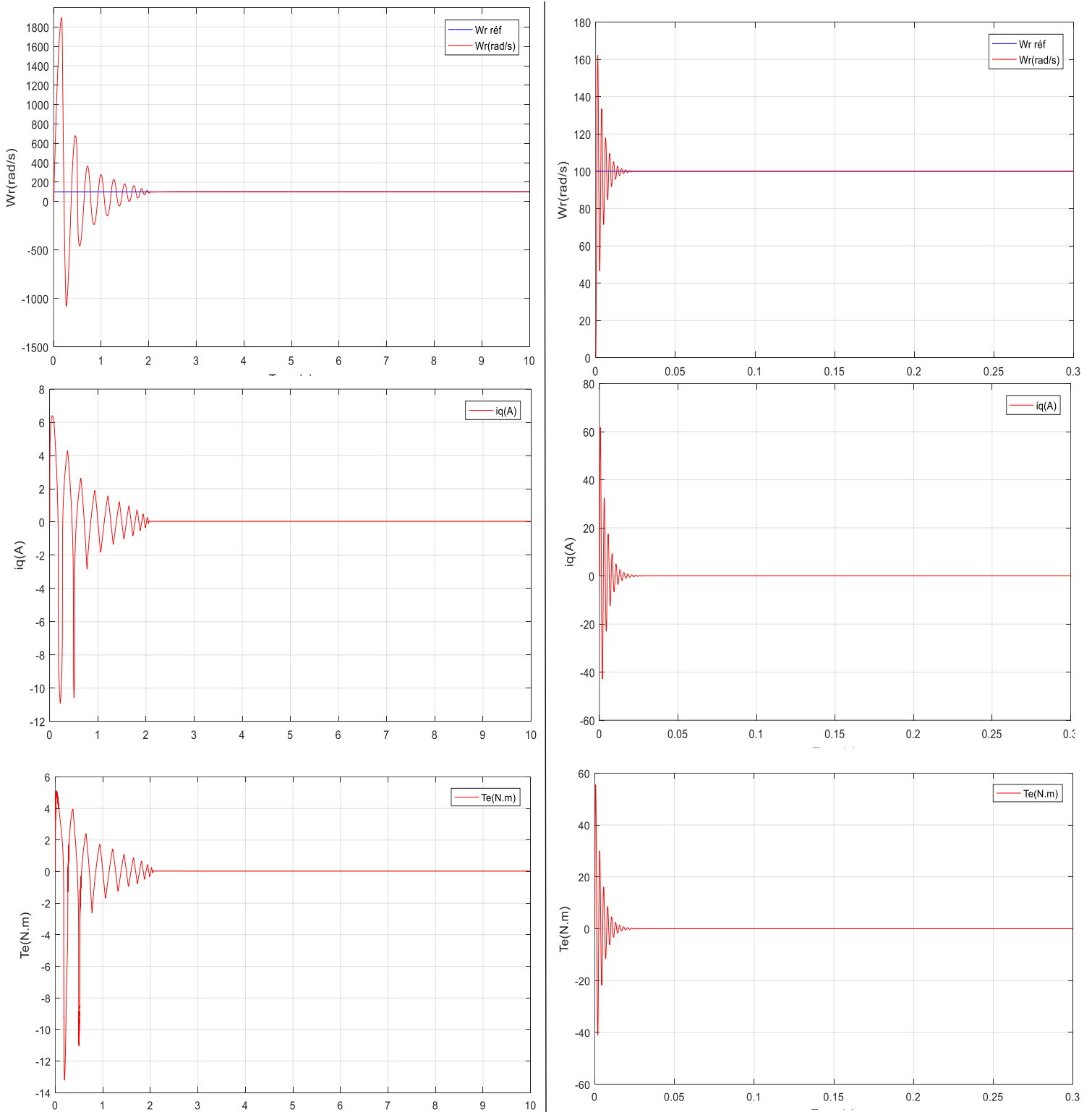


Figure 4.2 : Commande ADRC du MSAP sans charge avec $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ (à gauche) /et commande PI du MSAP sans charge avec $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ (à droite)

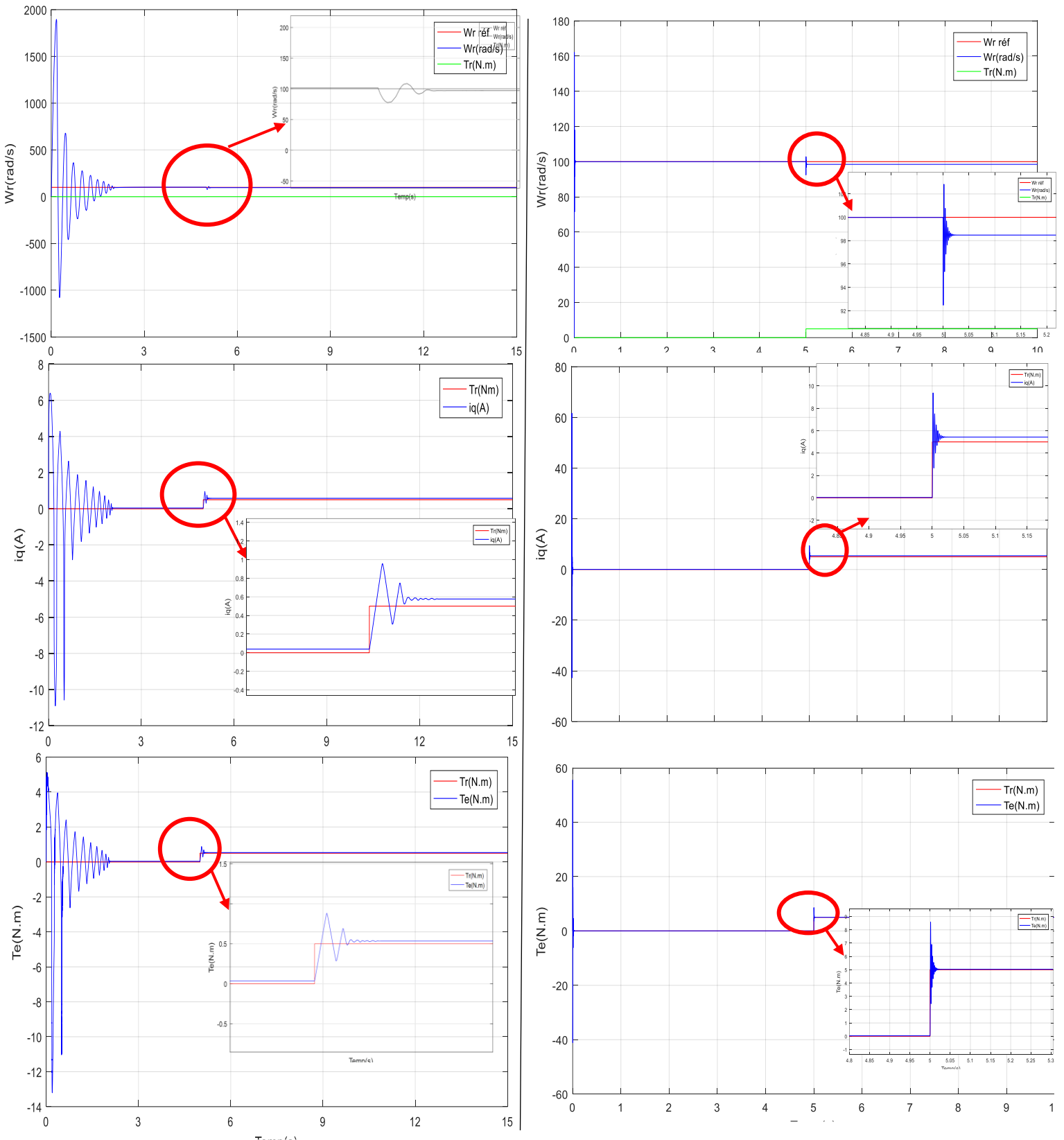


Figure 4.3 : Commande ADRC du MSAP en charge avec $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ (à gauche) et commande PI du MSAP en charge avec $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ (à droite)

4.4.2. Interprétation

On remarque :

Lors de l'utilisation du contrôleur vectorielle (PI) que la courbe de vitesse a un dépassement évident. En outre, l'oscillation est importante pendant la phase initiale du démarrage du moteur.

Pendant ce temps, le contrôleur ADRC a un dépassement moins élevé que le contrôleur PI, un temps de transition plus long. En bref, le moteur démarre en douceur.

En appliquant une charge (couple résistant monte à 5 N.m) à l'instant $t=5s$, pour une vitesse $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$, la vitesse diminue, par contre le courant et le couple augmentent dans le cas de la commande vectorielle. Par contre dans le cas de l'ADRC, la vitesse suit toujours la référence.

On remarque que l'ADRC rejette totalement les perturbations, cependant la commande vectorielle reste toujours sensible à cette dernière.

Nous pouvons voir que la méthode ADRC est meilleure que la méthode de contrôle par PI du point de vue des rejets des perturbations, et dans la cas de douceur du régime transitoire (dépassement inférieure à celui de la commande vectorielle). Par contre la commande vectorielle est plus rapide. Et donne une bonne poursuite de trajectoires.

4.5. Conclusion

Le contrôleur (ADRC) proposé consiste à commander la boucle de vitesse. En étudiant les facteurs affectant l'état de fonctionnement d'un MSAP, un modèle mathématique est établi, et le principe de conception du contrôleur par rejet des perturbations actives est analysé afin de concevoir la boucle de vitesse ADRC. La boucle de vitesse considère les erreurs causées par des facteurs incertains, comme les perturbations externes, comme la quantité de perturbation, qui est observée et ensuite compensée par l'ADRC, améliorant ainsi les performances dynamiques et statiques. Afin de réaliser le couplage solide du MSAP, le contrôleur de courant a également été conçu pour découpler le courant de l'axe d-q. les résultats de simulation démontrent la faisabilité et la praticabilité de cette stratégie de contrôle mais le problème c'est le calcul des paramètres ADRC non linéaire qui est difficile et nécessite des algorithmes d'optimisation.

Conclusion Générale

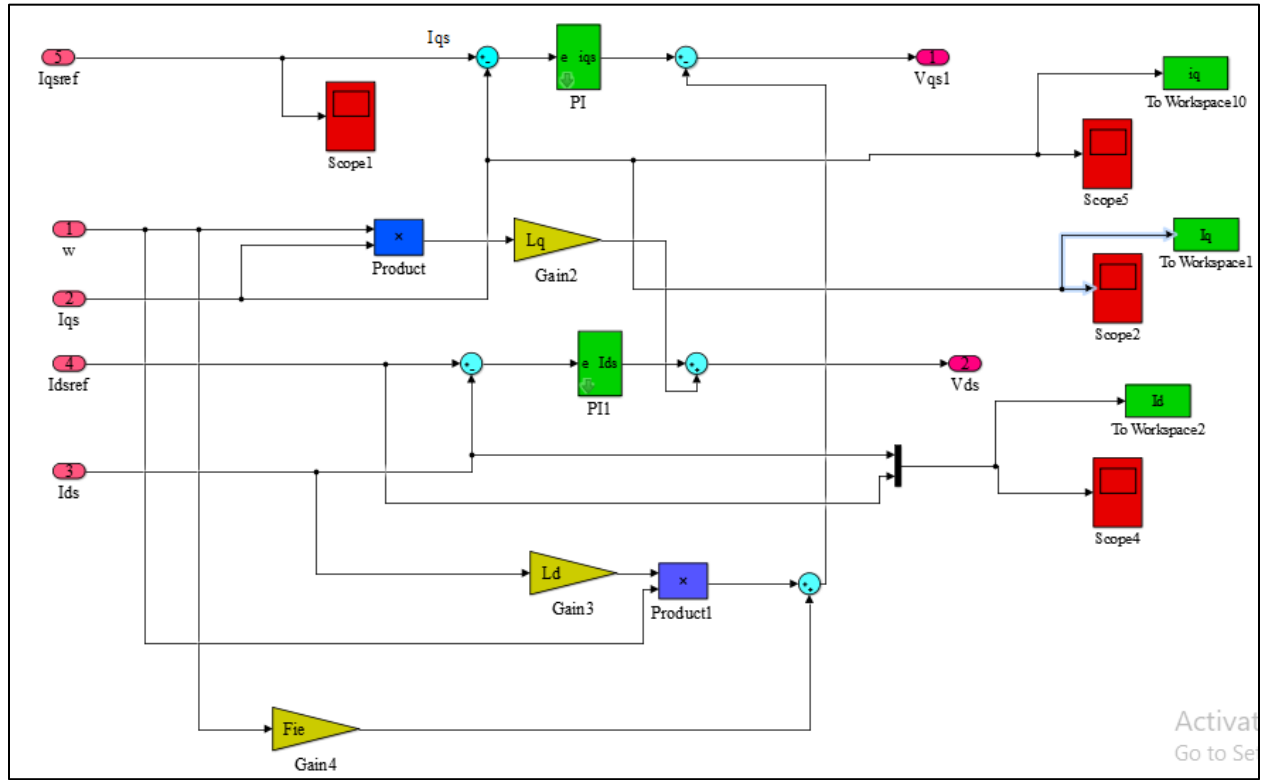
Conclusion Générale

La commande vectorielle du MSAP fournit souvent des résultats satisfaisants, mais la robustesse des régulateurs PI face aux perturbations et aux variations des paramètres est limitée. Le régulateur PI présente l'avantage d'une réalisation facile et d'un contrôle simple, cependant il présente aussi certains inconvénients. Pour améliorer les performances de la commande vectorielle du MSAP, on a proposé un contrôleur par rejet de perturbations (ADRC).

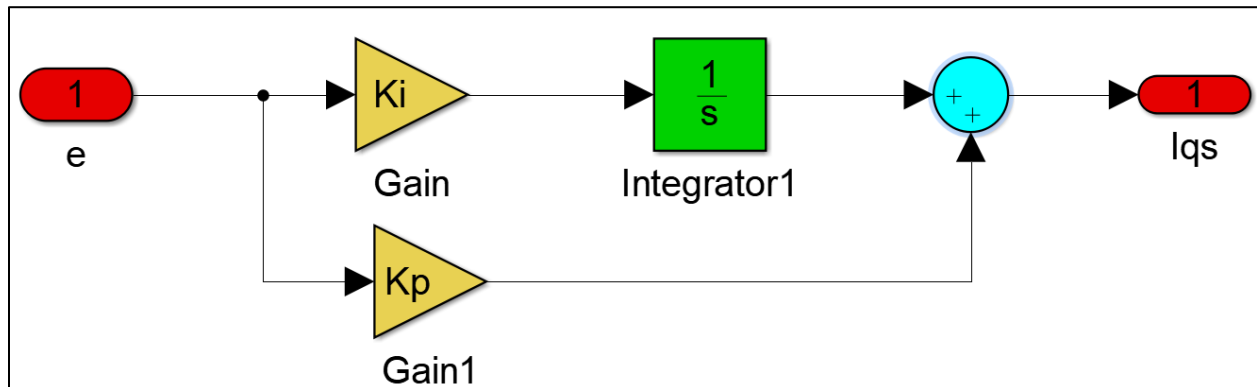
La simulation du MSAP avec contrôleur ADRC sur la boucle de vitesse a donné des résultats acceptables. Une étude comparative de la commande vectorielle avec l'ADRC a été effectuée. Les résultats de simulation de cette commande, montre qu'elle donne un bon rejet de perturbation par rapport à la commande vectorielle. Les autres performances de la commande vectorielle sont mieux que ceux de l'ADRC est ceci est dû au choix aléatoire des paramètres de l'ADRC, qui est souvent difficile, malgré ceci on peut améliorer ces paramètres par des algorithmes d'optimisation, ceci est une perspective pour les travaux à venir.

ANNEXE

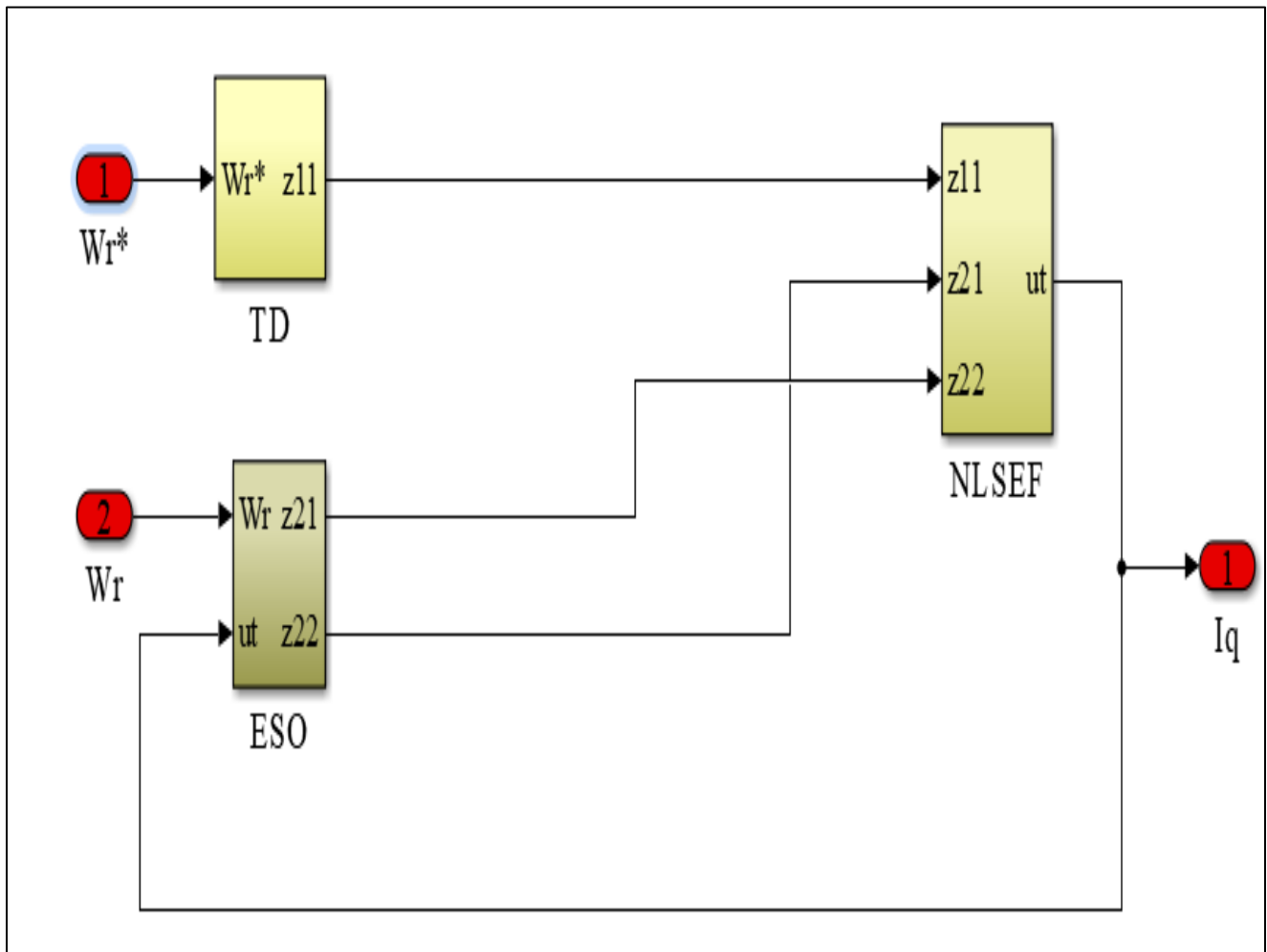
- Schéma de découplage PI :



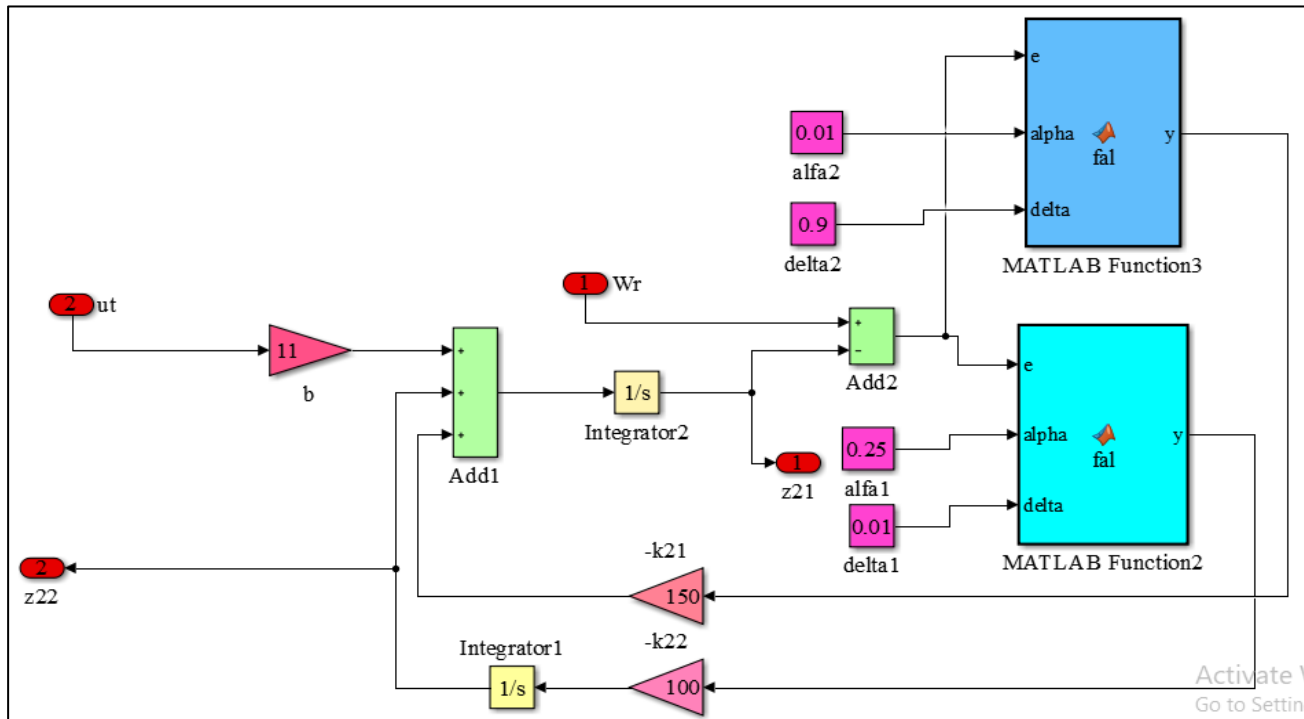
- Schéma du Régulateur PI :



- Schéma global de commande ADRC :



- Schéma de l'observateur d'état étendu (ESO):



- Function fal de HAN:



```

1 - function y = fal(e,alpha,delta)
2 -     if abs(e)<= delta
3 -         fal = e/(delta^(1-alpha));
4 -     else
5 -         fal = ((abs(e))^alpha)*sign(e);
6 -     end
7 -     y = fal;

```

Paramètres de simulation :

```

clc;
clear all;
Puissance= 1.5;%Puissance nominale(W)
Rs=1.4;%Résistance statorique(ohm)
Vitesse=157;%Vitesse nominal(rad/s)
Ld=66e-4;%Inductance suivant l'axe d(H)
Lq=58e-4;%Inductance suivant l'axe q(H)
J=176e-5;%Moment d'inertie(kg.m2)
F=0.0003881;%Coefficient de frottement visqueux
P=3;%Nombre de paire de pôles
Fie=0.1546;%Flux permanent(wb)
f=50;%Fréquence(Hz)
Vn=120;%Tension nominal(V)
In=20;%Corant nominal(A)
A1=[-Rs/Ld 0;0 -Rs/Lq];%Matrice d'état
A2=[0 Lq/Ld;-Ld/Lq 0];%Matrice d'état
B1=[1/Ld 0 0;0 1/Lq 0];%Matrice d'entrée
B2=[0 0 0;0 0 -1/Lq];%Matrice d'entrée
%%Puissance=1.1;Vitesse=300;Rs=0.6; Ld=1.4e-3;Lq=2.8e-
3;J=0.0011;F=0.0014;P=4;Fie=0.12;f=50;
alfa0=0.25;%TD
delta0=0.01;%TD
k0=450;%TD
alfa1=0.25;%ESO
delta1=0.01;%ESO
alfa2=0.01%ESO
delta2=0.9%ESO
k21=30;%ESO
k22=5;%ESO
b=110;%ESO
alfa3=1.1;%NLSEF
delta3=0.01;%NLSEF
k3=220;%NLSEF
Kp=0.6;Ki=50000; %Coefficients des régulateurs PI.

```

Références bibliographique

Références bibliographiques

- [1] Y. Zhao, C. Wei, Z. Zhang, and W. Qiao, "A review on position/speed sensorless control for permanent-magnet synchronous machine-based wind energy conversion systems," *IEEE. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 1, no. 4, pp. 203-216, Dec. 2013.
- [2] K. T. Chau, C. C. Chan, and C. Liu, "Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 6, pp. 2246-2257, Jun. 2008.
- [3] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC motor Drives*, 1st Edition, CRC press, Taylor & Francis Group, FL, 2009.
- [4] G. Wang, L. Qu, H. Zhan, J. Xu, L. Ding, G. Zhang, and D. Xu, "Self-commissioning of permanent magnet synchronous machine drives at standstill considering inverter nonlinearities," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6615-6627, Dec. 2014.
- [5] L. Zhong, M. Rahman, W. Hu, and K. Lim, "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 3, pp. 528-536, May 1997.
- [6] L. Zhu, *Nonlinear Active Disturbance Rejection Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*, 2022
- [7] H. Ben Ahmed, N. Bernard, G. Field, B. Muleton, *Machines synchrones : Principes généraux et structures*, Techniques de l'ingénieur, D 3 520.
- [8] k. Bimal , *Power Electronics and Variable Frequency Drives, Technology and Applications*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 1997, pp.36-76.
- [9] M.Zeid. *An Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive* . Newfoundland_ Canada: National Library of Canada. Dec 1998
- [10] T. Hualin ,J. Chang, "Field Orientation and Adaptative Backstepping for Induction Motor Control", Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, IEEE Industry Applications Conference, Vol.4, pp. 2357 – 2363, Oct 3-7, 1999.
- [11] I. Kanellakopoulos, P. V. Kokotovic and A. S. Morse, "Systematic Design of Adaptive Controllers for Feedback Linearizable Systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 36, Issue 11, pp. 1241-1253, November1991.
- [12] S. Carriere, *Synthèse croisée de régulateurs et d'observateurs pour le contrôle robuste de la machine synchrone*, Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2010.
- [13] A. R. Benaskeur, A. Desbiens, "Backstepping-based adaptive PID control", *IEE proc. In control theory and applications*, Vol. 49, Issue 1, pp. 54-59, 2002.

- [14] H. SCHAWAB "Stratégies de Commande d'Actionneurs Synchrones à Aimants Permanents Intégrant la Sureté de Fonctionnement » ; Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, 2004.
- [15] J.M. RETIF "Commande Vectorielle des Machines Asynchrones et Synchrones » ; Notes de Cours, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), 2008.
- [16] M. SEBBA, A. CHAKER, Y. MESLEM, S. HASSAINE "Commande en Vitesse du Moteur Synchrone à Aimants Permanents Doté d'un Observateur de Luen berger"; 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing, CIP'2007, Tiaret, 03-04 Nov. 2007.
- [17] A. MASSOUM "Contribution à la Commande Singulièrement Perturbée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents" ; Thèse de Doctorat, Université Djilali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 2007.
- [18] F. KHATOUNIAN "Contribution à la Modélisation, l'Identification et la Commande d'une Interface Haptique a un Degré de Liberté Entraînée par une Machine Synchrone à Aimants Permanents" ; Thèse de Doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2006.
- [19] M. BELLARBI, S. HASSAINE et B. MAZARI "Contribution au Contrôle par Modèle de Référence (RMC) d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents" ; 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing, CIP'2007, Tiaret, 03-04 Nov. 2007.
- [20] M. LARBI, S. HASSAINE et B. MAZARI "Commande par Modèle Interne avec Observateur d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents" ; Acta Electrotechnique, vol 50, N°2, 2009.
- [21] G. Ellis, Control System Design Guide. San Diego, CA, USA: Academic, 2004.
- [22] T. Kehilath, Linear Systems. Englewood Cliffs, NJ, USA: Prentice-Hall, 1980.
- [23] C. Johnson, "Real-time disturbance-observers; origin and evolution of the idea part 1: The early years," in Proc. Southeastern Sump. Syst. Theory, 2008, pp. 88–91.
- [24] Q. Zheng , Z. Gao, "Motion control design optimization: Problem and solutions," Int. J. Intel. Control Syst., vol. 10, no. 4, pp. 269–276, 2005.
- [25] S. Li, J. Yang, W.-H. Chen, X. Chen, Disturbance Observer-Based Control: Methods and Applications. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2013.
- [26] T. Umeno, T. Kaneko, and Y. Hori, "Robust servosystem design with two degrees of freedom and its application to novel motion control of robot manipulators," ISA Trans., vol. 40, no. 5, pp. 473–485, 1993.
- [27] J. Han, "Auto-disturbance rejection control and its applications (in Chinese)," Control Dec., vol. 13, no. 1, pp. 19–23, 1998.
- [28] J. Han, "From PID to active disturbance rejection control," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 3, pp. 900–906, Mar., 2009.

- [29] M. Nakao, K. Ohnishi, K. Miyachi, “A robust decentralized joint control based on interference estimation,” in Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Atom., 1987, pp. 326–331.
- [30] E. Schrijver, J. V. Dijk, “Disturbance observers for rigid mechanical systems: Equivalence, stability, and design,” *J. Dyno. Syst. Meas. Control*, Vol. 124, no. 4, pp. 539–548, 2002.
- [31] W.-H. Chen, D. J. Ballance, P. J. Calthrop, and J. O’Reilly, “A nonlinear disturbance observer for robotic manipulators,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 4, pp. 932–938, Aug., 2000
- [32] J. Yang, S. Li, W.-H. Chen, “Nonlinear disturbance observer-based control for multi-input multi-output nonlinear systems subject to mismatching condition,” *Int. J. Control*, vol. 85, no. 8, pp. 10711082, 2012.
- [33] M. Iwasaki, T. Shibata, N. Matsui, “Disturbance-observer-based nonlinear friction compensation in table drive system,” *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 4, no. 1, pp. 3–8, Mar., 1999.
- [34] E. Camuto, W. Acuna-Bravo, A. Milano, and C. Perez, “Embedded model control calls for disturbance modeling and rejection,” *ISA Trans.*, vol. 51no. 5, pp. 584–595, 2012.
- [35] L. Guo, S. Cao, “Anti-disturbance control theory for systems with multiple disturbances: A survey,” *ISA Trans.*, vol. 53, no. 4, pp. 846–849, 2014.
- [36] Q.-C. Zhong, D. Rees, “Control of uncertain LTI systems based on an uncertainty and disturbance estimator,” *J. Dyno. Syst. Meas. Control*, Vol. 126, pp. 905–910, 2004.
- [37] L. B. Friederichs, H. K. Khalil, “Robust feedback linearization using extended high-gain observers,” in Proc. IEEE Conf. Dec. Control San Diego, CA, USA, 2006, pp. 983–988.
- [38] S. Nasrullah, H. K. Khalil, “Robust stabilization of non-minimum phase nonlinear systems using extended high-gain observers,” *IEEE Trans. Atom. Control*, vol. 56, no. 4, pp. 802–813, Apr., 2011.
- [39] M. Ruderman, Iwasaki, “Sensor less control of motor velocity in two-mass actuator systems with load sensing using extended state observer,” in Proc. IEEE/ASME Int. Conf. Adv. Intel. Mechatronics, pp. 360–365, 2014.
- [40] J. Linares-Flores, L. Barahona-Avalos, H. Sira-Ramirez, M. A. Contreras-Ortiz, “Robust passivity-based control of a buck–boost converter/dc-motor system: An active disturbance rejection approach,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2362–2371, Nov./Dec., 2012.
- [41] Y. Xia, Z. Zhu, M. Fu, S. Wang, “Attitude tracking of rigid spacecraft with bounded disturbances,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 647–659, Feb., 2011.
- [42] S. E. Telle, J. P. Kolohe, S. B. Phalke, “Extended-state-observer-based control of flexible-joint system with experimental validation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 4, pp. 1411–1419, Apr., 2010.

- [43] W. Xue, R. Madonski, Z. Gao, Y. Huang, K. Lakomy, “Add-on module of active disturbance rejection for set-point tracking of motion control systems,” in Proc. Ind. App. Soc. Annu. Meeting, Portland, OR, USA, 2016, pp. 1–9.
- [44] Line Stream., “TI expands Line Stream-enabled portfolio of advanced motion control solutions: C2000™ Piccolo™ F2805x MCUs with InstaSPIN-MOTION™,” <http://linestream.com/news-131122/>, 2014, [Online; accessed 1-Aug.-2014].
- [45] Z. Gao, “Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning,” in Proc. Amer. Control Conf. Denver, CO, USA, pp. 4989–4996, 2003.
- [46] R. Madonski, Z. Gao, K. Lakomy, “Towards a turnkey solution of industrial control under the active disturbance rejection paradigm,” in Proc. Chin. Control Conf. Hangzhou, China, pp. 616–621, 2015.
- [47] R. Madonski, M. Nowicki, P. Herman, “Practical solution to ‘positivity’ issue in water management systems - An ADRC approach,” in Proc. Amer. Control Conf. Boston, MA, USA, pp. 1542–1547, 2016.
- [48] D. Shi, Y. Huang, J. Wang, L. Shi., Event-Triggered Active Disturbance Rejection Control. Hong Kong, China: Science Press. 2021
- [49] V. Dabin, Commande D’un Quadricoptère Par Rejet Actif De Perturbations, Canada École Polytechnique De Montréal. 2018.
- [50] I. Minka, A. Essadki, and T. Nasser, “The ADRC linear power control applied to the wind turbine system based on DFIG,” *ARNPN J. Eng. Appl. Sci.*, vol. 13, no. 14, pp. 4378–4386, 2018.
- [51] R. Chakib, A. Essadki, and M. Cherkaoui, “Active Disturbance Rejection Control for Wind System Based On a DFIG,” vol. 8, no. 8, pp. 1249–1258, 2014.
- [52] A. Benrabah, D. Xu, Z. Gao, “Active Disturbance Rejection Control of LCL-Filtered Grid-Connected Inverter Using Padé Approximation,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 6, pp. 6179–6189, 2018.
- [53] Z. L. Zhao, B. Z. Guo, “On active disturbance rejection control for nonlinear systems using time-varying gain,” *Eur. J. Control*, vol. 23, pp. 62–70, 2015.
- [54] C. Fu and W. Tan, “A new method to tune linear active disturbance rejection controller,” *Proc. Am. Control Conf.*, vol. 2016-July, no. July 2016, pp. 1560–1565, 2016.
- [55] D. Shi, E. Dassa.: Adaptive zone model predictive control of artificial pancreas based on glucose and velocity-dependent control penalties. *IEEE Trans. Biomes. Eng.* 66(4), 1045–1054 (2019).
- [56] S. Guy, L. Francis, D. Philippe, “Électronique de Puissance : Structures, Commandes, Application,” pp. 6–7, 2015.

- [57] J.HAN, From PID technique to active disturbances rejection control technique Control Engineering of China,9(3):13, 2002.
- [58] Z.Gao, Active disturbance rejection control: From an enduring idea to an emerging technology. International Workshop on Robot Motion and Control, 2015(10):269-282.
- [59] Q. Zheng , Z .Gao ,Active disturbance rejection control between the formulation in time and the understanding in frequency. Control Theory and Technology,14(3):250-259, 2016.
- [60] Z.Chu,C.Wu,N. Sepehri, Active Disturbance Rejection Control Applied to High-order Systems with Parametric Uncertainties. International Journal of Control, Automation and Systems, ,11(8):1194-1204, 2019.
- [61] H,Wang,R.Zhao,F.Cheng . Active Disturbance Rejection Control for PMSM Servo System Applied in Industrial Sewing Machines. International Conference on Electrical and Control Engineering, 2010:3249-3252.
- [62] B.Sun , Z.Gao , A DSP-based active disturbance rejection control design for a 1-kW H-bridge DC-DC power converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,52(5):1271-1277,2005.
- [63] L. Chunqiang, L. Guangzhao, T.Wencong. Servo systems with double closed-loops based on active disturbance rejection controllers. Proceedings of the CSEE, 2017,37(23):7032-7039.

في هذه الأطروحة، نحن مهتمون بالتحكم في المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم (MSAP) الذي يتميز بمردود مرتفع ويمتلك عزم كبير عند التشغيل و موفر للطاقة الكهربائية. على الرغم من أن MSAP له مزايا ، إلا أنه يعاني أيضًا من مشاكل (مثل اللاخطية والاقتران وتغير المعلومات والاضطرابات التي تؤدي إلى تدهور أداء MSAP بشكل كبير).

يمكن حل مشكلة اقتران MSAP من خلال اعتماد إستراتيجية التحكم الشعاعي (FOC). لكن هذا التحكم دائمًا ما يكون حساسًا للاضطرابات. تم اقتراح المتحكم النشط في إزالة الاضطراب (ADRC) لأول مرة من قبل hang.Q في عام 1999 ، وهو غير حساس لشكوك النظام والاضطرابات الخارجية ، وقد تم تطبيقه بنجاح على العديد من أنظمة التحكم مثل MSAP ، في الروبوتات ، إلخ ... الغرض يتمثل عملنا في إدخال المتحكم النشط في إزالة الاضطراب (ADRC) في حلقة التحكم في السرعة لـ MSAP ، بهدف تحسين وحدة التحكم PID الكلاسيكية وتحسين أداء عنصر التحكم. بعد حساب طريقة التحكم الشعاعي لمحركنا أولاً، ثم توضيح أداء هذه الطريقة عن طريق المحاكاة. ثم قمنا بحساب إستراتيجية تحكم ADRC غير خطي لحلقة السرعة؛ النتائج التي تم الحصول عليها مقبولة وتم إجراء دراسة مقارنة مع إستراتيجية التحكم الشعاعي.

الكلمات المفتاحية: التحكم الشعاعي، المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم، المتحكم النشط في إزالة الاضطراب، MSAP، PID

RESUME

Dans ce mémoire, on s'intéresse à la commande du Moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) qui présente les avantages d'une densité de puissance plus élevée, d'une densité de couple plus élevée et d'un rendement plus élevé. Bien que le MSAP présente des avantages, il présente également des problèmes (tels que la non-linéarité, le couplage, de plus la variation de paramètres et les perturbations qui dégradent significativement les performances du MSAP).

Le problème de couplage du MSAP peut être résolu en adoptant une stratégie de commande à flux orienté (FOC). Mais cette commande reste toujours sensible aux perturbations.

L'ADRC proposé pour la première fois par J.Q han en 1999, est insensible aux incertitudes du système et aux perturbations externes, elle a été appliquée avec succès sur plusieurs systèmes de commande telle que le MSAP, en robotique, etc.... Le but de notre travail est d'introduire l'ADRC dans la boucle de commande de vitesse du MSAP, en vue d'améliorer le contrôleur PID classique et d'améliorer les performances de la commande. Après avoir calculer une commande vectorielle pour notre moteur dans un premier temps, puis illustrer les performances de cette méthode par simulation. Nous avons par la suite calculé une commande ADRC non linéaire pour la boucle de vitesse ; les résultats obtenus sont acceptables et une étude comparative est réalisée avec la commande vectorielle.

Mots clés: moteur synchrone à aimant permanent, commande vectorielle , commande par rejets actif des perturbation, MSAP, PID, ADRC.

ABSTRACT

In this Master thesis, we are interested in the control of the Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) which has the advantages of higher power density, higher torque density and higher efficiency. Although PMSM has advantages, it also has problems (such as non-linearity, coupling, moreover parameter variation and disturbances which significantly degrade the performance of PMSM).

The coupling problem of the PMSM can be solved by adopting a flux-oriented control (FOC) strategy. But this command is always sensitive to disturbances.

The ADRC proposed for the first time by J.Q han in 1999, is insensitive to the uncertainties of the system and to external disturbances, it has been successfully applied to several control systems such as the PMSM, in robotics, etc.... The purpose of our work is to introduce the ADRC into the speed control loop of the PMSM, with a view to improving the classic PID controller and improving the performance of the control. After first calculating a vector control for our motor, then illustrating the performance of this method by simulation. We then calculated a nonlinear ADRC command for the speed loop; the results obtained are acceptable and a comparative study is carried out with vector control.

Keywords: permanent magnet synchronous motor, vector control, active disturbance rejection

Controller, ADRC, PMSM, PID.