REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA



Faculté de **T**echnologie

Mémoire de fin d'études de Master

Filière: Génie électrique
Spécialité: Commande Electronique Industrielle

Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone avec Variations Paramétriques

---

Présenté par

1. Ghithan Imad Tarek Hacen
2. TChablaou mouloud

Proposé et Dirigé par

Pr : BOUCHHIDA Ouahid
Dr : MOUALDIA Abdelhafidh

Promotion 2019

كلمـــــة شكـــــر

قال رسول الله صلى الله عليه و سلم "من لايشكرالناس لايشكر الله عز وجل".

لا بد لنا ونحن نخطو خطواتنا الأخيرة في حياتنا الجامعية من وقفة نعود فيها إلي أعوام قضيناها في رحاب الجامعة مع أساتذتنا الكرام الذين قدموا لنا الكثير باذلين بذلك جهودا كبيرة في بناء جيل الغد لتبعث الأمة من جديد...

وقبل أن نمضي نتقدم بأسمى آيات الشكر والامتنان و التقدير والمحبة الى الذين حملوا أقدس رسالة في الحياة ...

إلى الذين مهدوا لنا طريق العلم و المعرفة...

ونخص بالشكر والتقديرالبروفيسور "بوشهيده " الذي شرفنا بإشرافه والدكتور عبد الحفيظ موالدية الذي كان واقفا معنا من اول خطوة في مشروع التخرج هذا

على بحثنا هذا، استاذنا الفاضل لك منا عظيم الامتنان والعرفان على ما بذلته من أجلنا وعلى صبرك وتحملك معنا طوال فترة انجاز هذا العمل ...

والشكر والتقدير موصول إلى جميع أعضاء الهيئة التدريسية والادراية في

جامعة الدكتور يحيى فارس

فبارك الله فيكم وجزاكم عنا خير الجزاء

ودمتم ذخرا لمسيرة العلم

بسم الله الرحمن الرحيم

(قل اعملو فسيرى الله عملكم ورسوله والمؤمنون)

اهـــــــــداء الوطـــــــــــن

إلهي لا يطيب الليل إلا بذكرك ولا يطيب النهار إلا بطاعتك ولا تطيب الاخرة إلا بعفوك ولا تطيب الجنة إلا برؤيتك جل

جلالك

الى من بلغ الرسالة وأدى الأمانة ونصح الأمة ... إلى نبي الرحمة و نورالعالمين سيدنا محمد صلى الله عليه وسلم

الى وطننا الغالي فلســـطين والى أحب بقاع الأرض إلى قلبنا القدس

إلى أرواح شهدائنا الأبطال ... إلى أسرانا البواسل

إلى من نحمل إسمهم وبكل فخر

إلى من علمونا كيف يحيا الإنسان بعزة وكرامة...

إلى الشمعة التي ذابت في كبرياء ... لتنير كل خطوة في دربي ... لتذلل كل عائق أمامي...

الى رمز الرجولة والتضحية إلى والدي العزيز

إلى من غمرتني بحبها وحنانها وعطفها إلى أعظم إنسانة عرفتها في حياتي ... الى من حبها ينبض في قلبي وصورتها لا تفارق خيالي

إلى ملاكي في الحياة ... إلى معنى الحب ... إلى الحنان والتفاني ... إلى نسمة الحياة وسر الوجود ... إلى من كان دعائها سر نجاحي وحنانها بلسم جراحني

أمي الحبيبة

إلى أزهار النرجس التي تفيض عطرا , طهارة , حبا , ونقاء ... روحي وقلبي إلى أعز ما املك ... إلى زهرات قلبي ونور دربي الى اصدق القلوب في حبي الى من هن اعز من نفسي على نفسي الى من في رؤيتهن حياتي وبعدهن شوقي وقربهن سعادتي

اخواتي الحبيبات "براءة , بيان , بشرى , شيماء"

إلى قوتي وملاذي بعد الله عز وجل ... إلى من آثروني على أنفسهم ... إلى ينبوع الصبر والتفاؤل والأمل والتضحية ... إلى القلوب الطاهرة والنفوس الزكية ... إلى الرجال ... إلى رياحين حياتي ..الى سندي في الحياة ... ومصدر قوتي... الى من معهم يكتمل كياني ...

الى اوفى الخلق في حياتي ...

اخي "مالك "

إلى من هم أقرب إلي من روحنا ... إلى من كللهم الله بالهيبة والوقار ... إلى من علموني كيف يكون العطاء بدون انتظار ... إلى من تحملوا الكثير من أجلنا ... إلى الأيادي الطاهرة التي أزالت من أمامنا أشواك الطريق ورسمت لنا المستقبل بخيوط من الأمل والثقة إلى قدوتنا ومثلنا الأعلى ...اعمامي وابنائهم .... إلى أخوالنا وابنائهم ... حفظهم الله عزوجل

إلى من يسكنن حبهن قلبي ... و تشتاق عيني إليهن ... إلى عماتي الغاليات.... حفظهن الله عزوجل

الى معنى الاخوة.... الى الصحبة الصادقة .... الى الاوفياء ... الى من يفرحو لفرحي ... الى من وقفوا دوما بجانبي

الى من تعجز الكلمات عن وصفهم ... والعبارات عن مدحهم

اصدقائي

إلى الذين عشنا معهم أجمل لحظات حياتنا ... إلى من حبهم يجري في عروقنا ويلهج بذكرهم فؤادنا ... إلى من تسعد قلوبنا بلقياهم ... إلى من آنسونا في دراستنا وشاركونا افراحنا واحزاننا تذكارا وتقديرا ... إلى أصدقائنا الغوالي كلا بإسمه ولقبه

وإلى من نساهم قلمنا ولم تنساهم قلوبنا

نهدي إليكم بحثنا المتواضع هذا وأدعوا الله عز وجل أن ينال إعجابكم ... والله ولي التوفيق.

اهـــــــــداء الغـــــــــربة

في مثل هذه اللحظات يتوقف الإنسان ليفكر قبل أن يخط الحروف ليجمعها في كلمات وأي كلمات هذه التي يستطيع أن يشكر بها هذا البلد العظيم فإلى بلد الشهداء الأبطال ... إلى وطني الثاني ... إلى الجزائر ... إلى هذا الوطن الذي لا تفيه كلمات الشكر والعرفان بالجميل ... إلى شعب الجزائر ... هذا الشعب الطيب ... المعطاء ... صاحب النخوة والشهامة

إلى الروح التي سكنت روحي ... إلى صاحب القلب الطيب والنفس الطاهرة ... إلى الذي تضيع الكلمات عند ذكره ... فهو أجمل شي حصل لي في غربتي ... إلى صديق القلب والروح ... إلى أخي الذي لم تلده أمي ورفيق دربي ... إلى الذي كان بجانبي دوما في فرحي وحزني ... إلى من كان لي وطنا في غربتي أخي وحبيبي " أيهم طليب "

إلى أصدقاء غربتنا الذين سبقونا على طريق العلم والنجاح ... إلى الذين كنا نرى الدنيا جميلة بعيونهم ...
إلى الذين جعلوا من مرارة غربتنا ذكريات جميلة نحلم أن تعود يوما من الأيام ... إلى كل من فارقونا
وبقيت ذكراهم عامرة في قلوبنا .... الى من بقوا برفقتنا وساندونا ..... الى كل اصدقائنا في الغربة

إلى من اخط و إياهم كلمات النهاية في حياتنا الجامعية... إلى أصدقائنا
و إلى كل الطلبة الفلسطينيين في ولاية المدية خاصة والجزائر عامة والى من نساهم قلمي ولم ينساهم قلبي
إليكم جميعا نهدي بحثنا المتواضع هذا ونتمنى من الله عز وجل أن ينال إعجابكم و الله ولي التوفيق

Ghithan Emad

Dédicace

Je dédie ce modeste travail aux deux êtres

qui me sont très chers dans cette vie, à savoir mon père et ma mère.

Je leur dis merci mon père du fond de mon cœur pour

ton éducation, ton sacrifice, ton assistance et pour ce que

tu m'as fait et qui m'a permis d'avoir cette réussite et ce bonheur.

Je te dis merci et mille fois merci maman pour ta patience,

ton courage et ton sacrifice pour moi.

À mes chers frères

À toute ma famille

À tous mes proches et mes chers amis

À mon binôme Emed et tous les frères palestiniens

À toute ma promotion de l'université Yahia Farés de Médéa

À tous ce qui m'ont porté leur soutien moral

Je dédié ce modeste travail

Avec mes sincères salutations à vous tous



Mouloud

Remerciements

Nous remercions tout d'abord ALLAH de nous avoir donné la force d'accomplir ce travail qui reflète nos efforts le long des années d'étude.

Nous tenons à exprimer nos gratitudes et vifs remerciements à notre promoteur, Pr. bouchhida Ouahid pour son orientation et cous-promoteur Dr.MOUALDIA Abdelhafidh ces précieux conseils pendant la durée de travail sur ce projet.

Nos remerciements les plus sincères s'adressent également aux membres du jury, qui ont accepté de participer à l'évaluation de ce travail.

Nous remercions et également Dr.LQIDI kamel et Dr.Majber Ahmad et tous les enseignants du département génie électrique et tous ceux qui ont contribué de prés ou de loin, directement ou indirectement à l'élaboration de ce modeste travail. Nous tenons à exprimer nos remerciements à tous les étudiants de Master 2 Génie électrique, notamment les étudiants de la 2ème Année Master commande électronique industrielle pour leur esprit de groupe et leur solidarité.

ملخص :

نتطرق من خلال هذا العمل الى تقديم الآلة الكهربائية اللامتزامنة وذلك من خلال وضع المعادلات الكهربائية والمغناطيسية والميكانيكية التي تبين سلوك هذه الالة الكهربائية. قمنا في الجزء الأول من هذا العمل بوضع التعريف بهذه بالآلة الذي يعتمد على طريقة بارك. في الجزء الثاني من هذه المذكرة قمنا بتطبيق طريقة التحكم الشعاعي المباشر وغير المباشر في مرحلة بدء تشغيل هذه الالة الكهربائية ومرحلة تغيير اتجاه سرعتها. ثم قمنا بتطبيق طريقة التحكم الشعاعي الغير مباشر على الالة الكهربائية اللامتزامنة عمليا وعرفنا مدى صلاحية هذه الطريقة المطبقة. أخيرًا ، دراسة من خلال برنامج ماتلاب اختلافات المتماثلة للمعايير الكهربائية والمعلمات الميكانيكية وتأثيرها على سلوك الجهاز غير المتزامن وعلى التحكم.

الكلمات المفتاحية

الالة المتزامنة التي تشبه قفص السنجاب، التحكم الشعاعي المباشر وغير المباشر،التغيير في المعايير.

Résumé :

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire est consacré à la modélisation de la machine asynchrone et la commande vectorielle de la machine asynchrone à cage d'écureuil. Le but de la première partie est le développement du modèle de la MAS à cage d'écureuil dans le référentiel de Park. Dans le deuxième parie, nous avons appliqué la machine asynchrone la méthode de commande vectorielle indirecte et directe à démarrage et par l'inversion de vitesse. Enfin, étude sur matlab similunk des variations des paramètres électrique (Rs, Rr, Ls, Lr et M) et mécanique (fr et J), et voir leur influence sur le comportement de la machine asynchrone et sur leur commande.

Les mots clés

Machine asynchrone à cage d'écureuil, la commande vectorielle directe et indirecte
Variations Paramétriques.

Abstract :

This work is consist of three parts, the first part is about the modelling of the machine asynchronous by putting the equations electrics, magnetics and mechanic. The second part of this memory interested by the vectorial control direct and indirect of this machine during the stage of start-up and during the opposition of the direction of movement to this machine. The third part of this memory interested with experiment this method practical and we tested the validity of this method. Finally, the study on matlab similunk variations of the electrical parameters (Rs, Rr, Ls, Lr and M) and mechanical parameters (fr and J), and their influence on the behavior of the asynchronous machine and on their control

Key-word

Induction machine asynchronous, vectorial control direct and indirect, parametric variations.

TABLE DES MATIERES

INRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I : MODELISATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE ASSOCIE A UN ONDULEUR TRIPHASE

I.1 INTRODUCTION :.....3
I.2 CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE :.....3
I.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :.....3
I.5 HYPOTESES SIMPLIFICATRICES :.....4
I.6 -MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE [9] [1]:.....5
I.6.1-Equations électriques.....5
I.6.2- Equations magnétiques.....7
I.6.3- Equations magnétiques.....8
I.6.4- Model de Park.....8
I.6.4.1 Mise en équations dans le plan de Park.....9
I.6.4.2- Equations de la puissance et du couple.....11
I.6.4.3 Choix du référentiel.....12
I.6.4.4- Mise sous forme d'équations d'état.....14
I.7- DESCRIPTION D'UN ONDULEUR DE TENSION.....14
I.8- MODELISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASE DE TENSION [6].....15
I.9 STRATEGIE DE LA COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION.....17
I.10 LES DIFFERENTS TYPES DE COMMANDE (MLI/PWM).....17
I.11- STRATEGIE DE LA MLI NATURELLE (Sinus-Triangle).....18
I.12 SIMULATION DU MOTEUR ASYNCHRONE SOUS MATLAB/Simulink.....19
I.12.1-Résultats de simulation de la MAS alimenté par réseau triphasé.....20
I.12.2 Interprétation des résultats.....21
I.12.3-Résultats de simulation de la MAS alimenté par l'Onduleur avec la technique MLI sinus-triangle.....21

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1-INTRODUCTION : 25
II.2-COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE : 25
II.2.1-Avantages et inconvénients de la Commande Vectorielle 26
II.2.2-COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE ET INDIRECTE[4] : 27
II.2.3-Estimation du Flux pour le calcul de l'angle **θs** [4] 27
II.3-LIMITATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE 27
II.4- LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX 28
ROTORIQUE 28
II.5-APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IRFO) 30
II.5.1-MODE DEFLUXAGE : 33
II.6-SYNTHESE DU REGULATEUR PI : 34
II.6.1-IINTRODUCTION 34
II.6.2-Définition 34
II.6.3-Caractéristiques du régulateur La stabilité : 35
II.6.4-REGULATION DE LA VITESSE : 36
II.6.5-REGULATION DES COURANTS : 37
II.6.6-Régulation de la vitesse 38
II.7-SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECT 38
II.7.1. PROFILS DE POURSUITE ET DE REGULATION 39
II.7.2-Résultats de la simulation 39
II.7.2.1 RESULTAT DE LA SIMULATION : 39
II.7.3-Interprétations des résultats 45
CONCLUSION 46

CHAPITRE III : VARIATION PARAMETRIQUE

III.1-Introduction : 47
III.2. les variations paramétriques des constants électriques : 47
III.2.1. Etude de la variation Résistance statorique (Rs) 47

III.2.2. Etude de la variation Résistance rotorique (Rr) :.....50
III.2.3. étude de la variation l'inductance propre d'une phase statorique (Ls) 52
III.2.4. étude de la variation l'inductance propre cyclique d'une phase rotor(Lr).....54
III.2.5. étude de la variation inductance mutuelle cyclique d'ne phase stator et d'ne phase rotor (M).....57
III.2.6: étude de la variation de Ls, Lr, M ensemble.....59
III.2.7 : Etude de la variation de tout le constant électrique ensemble. 62
III.3 : variation paramétrique de la constante mécanique :.....64
III.3.1 : étude de la variation Moment d'inertie des masses tournante (J).....64
III.3.2 : Etude de la variation de la Coefficient de frottement visqueux (fr). 67
III.3.3.étude de la variation de deux le constant mécanique ensemble.....69
III.4 : la variation paramétrique de les constant électrique et les constant mécanique ensemble 72

CONCLUSION GENERALE

LISTE DE FIGURES

Figure(I.1) : Structure de la machine asynchrone 3
Figure 1.2 :Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée..... 5
Figure I.3:Position des axes « d,q » par rapport aux axes de la machine..... 6
Figure (I.4) : Structure d'un onduleur triphasé 15
Figure (I.5) :Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant un MAS..... 16
Figure (I.6): Principe de la MLI sinus-triangle 18
Figure (I.7):Schéma block d'un Onduleur MLI 19
Figure (I.8): Schéma Block de la simulation d'un Moteur MAS branché avec le Réseau 20
Figure (I.9) : représentation de la vitesse et du couple..... 20
Figure (I.10) : représentation des courants statoriques..... 20
Figure (I.11) : Schéma block d'un moteur asynchrone/Onduleur..... 21
Figure(I.12): Tension de sortie de l'onduleur triphasé commandé par stratégie sinus-triangulaire 22
Figure (I.13) : vitesse de rotation le Couple électromagnétique 23

Figure (II.1) : Analogie entre la machine a courant continue et la MAS 26
Figure (II.2) : Représentation des défauts rotoriques..... 28
Figure (II.3): Orientation de flux rotorique……..……29
Figure (II.4): Schéma de principe de découplage FOC a flux orienté rotorique..... 31
Figure (II.5): Schéma block de la commande vectorielle indirecte 32
Figure (II.6): Bloque de défluxage..... 34
Figure (II.7): Régulation du système en boucle fermé..... 34
Figure (II.8): Boucle de régulation de la vitesse 36
Figure (II.9): Boucle de régulation de courant iqs..... 37
Figure (II.10): Schéma du régulateur de la vitesse..... 38
Figure (II.11): Schéma block de notre simulation CVI sous SIMULINK 39
Figure (II.12): Réponse de la commande vectorielle de la MAS..... 41
Figure (II.13): Réponse de la commande vectorielle de la MAS..... 43

Fig.III.1 : Résultats de simulation lors de la variation de Rs (+50%) 48
Fig.III.2: Résultats de simulation lors de la variation de Rs (-50%).....49
Fig.III.3 : Résultats de simulation lors de la variation de la Rr (+50%) 50
Fig.III.4 : Résultats de simulation lors de la variation de la Rr (-50%) 51
Fig.III.5 : Résultats de simulation lors de la variation Ls (+50%)……..53
Fig.III.6 : Résultats de simulation lors de la variation Ls (-50%) 54
Fig.III.7 : Résultats de simulation lors de la variation de Lr (+50%)……55
Fig.III.8 Résultats de simulation lors de la variation de Lr(-50%)……56
Fig.III.9 : Résultats de simulation lors de la variation de M (+50%) 58
Fig.III.10 : Résultats de simulation lors de la variation de M (-50%).....59
Fig.III.11 : Résultats de simulation lors de la variation de Ls, Lr, M ensemble (+50%)……60
Fig.III.12 : Résultats de simulation lors de la variation de Ls, Lr, M ensemble (-50%) 61
Fig.III.13 : Résultats de simulation lors de la variation de tout le constant électrique ensemble (+50)62
Fig.III.14 : Résultats de simulation lors de la variation de tout le constant électrique ensemble(-50%) 64
Fig.III.15 : Résultats de simulation lors de la variation de J (+50%) 65
Fig.III.16 :Résultats de simulation lors de la variation de J (-50%).....66
Fig.III.17 : Résultats de simulation lors de la variation de fr(+50%)……67
Fig.III.18 : Résultats de simulation lors de la variation de fr(-50%).....69
Fig.III.19 : Résultats de simulation lors de la variation la variation de deux le constant mécanique ensemble (+50%).....70
Fig.III.20 : Résultats de simulation lors de la variation la variation de deux le constant mécanique ensemble (-50%) 71
Fig.III.21 : Résultats de simulation lors de la variation paramétrique de les constant électrique avec les constant mécanique ensemble (+50%)……72
Fig.III.22 : Résultats de simulation lors de la variation paramétrique de les constant électrique avec les constant mécanique ensemble (-50%)……73

Liste des symboles

Symbole	Description
fs	Fréquence statorique
ns	vitesse de synchronisme
f	Fréquence de réseau
p	Nombre de pair de pôles
n	vitesse nominale
g	Glissement
ws	La vitesse angulaire électrique de synchronisme du champ statorique dans la machine
w	La vitesse angulaire électrique de rotation de la machine
VS	Tension statorique
d,q	Référentiel de PARK
RS	Résistance statorique
IS	Courant statorique
ψs	Flux statorique
Rr	Résistance rotorique
Ir	Courant rotorique
ψr	Flux rotorique
a,b,c	Les axes réels
[Lss]	Matrices des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques
[Lsr], [Lrs]	Matrices des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques
[Lrr]	Matrices des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques
mS	Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques
θ	Position de rotor par rapport au stator
lm	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor
mr	Inductance mutuelle entre les enroulements rotoriques
lS	Inductance propre d'une phase statorique
lr	Inductance propre d'une phase rotorique
lms; lmr	Inductances magnétisantes statoriques et rotoriques
lσs; lσr	Inductances de fuite statoriques et rotoriques
Ce	Couple électromagnétique
J	Moment d'inertie
Cr	Couple de charge
fr	Coefficient de frottement
[P(θ)]	La matrice de PARK directe
[P(θ)] −1	La matrice de PARK inverse
θs	angle de rotation du stator
Tr	La constante du temps rotorique
σ	Le facteur de distorsion
wa	La vitesse angulaire de rotation du système d'axe diphasé rapport au système d'axe triphasé
θr	Angle de rotation du rotor
Rd, Rq	Résistances dans l'axe de PARK « d,q ».
wm	La vitesse angulaire mécanique
θ_m	*L'angle mécanique*
M	*Inductance mutuelle cyclique d'une phase stator et d'une phase rotor*

L_S	*Inductance propre cyclique d'une phase stator*
L_R	*Inductance propre cyclique d'une phase rotor*
X	*peut-être une tension, un courant ou un flux*
E	*tension continu d'onduleur*
Uab, Ubc, Uca	*Les tensions composées*
Ucn,Ubn,Uan	*Les tensions simples*
Up	*Amplitude de la porteuse*
m	*Indice de modulation*
r	*coefficient de réglage*
Ce	*Couple électromagnétique désiré*
Wg	*La pulsation de glissement*
k	*Constante.*
fr	*Fréquence rotorique*
Kpi(s)	*Fonction de transfert du régulateur*
G(s)	*Fonction de transfert du système à réguler*
ε(s)	*L'erreur de régulation*
A(s)	*L'action du régulateur*
Kp	*Gain proportionnelle*
Ki	*Gain intégrale*
ξ	*Coefficient d'amortissement, Imposé selon les conditions désirées*
ω0	*Pulsation propre du système*
Tr 2%	*Temps de réponse a 2% imposé selon les conditions désirées*
Ts	*Constante de temps*
Tei	*Temps d'échantillonnage*
Rg	*Résistance de grille*

Liste des abréviations

CVD	**Commande vectorielle directe**
f.m.m	**Force magnétomotrice**
MCC	**Machine à courant continu**
CVI	**Commande vectorielle indirecte**
MAS	**Moteur asynchrone**
DFOC	**Commande vectorielle directe à flux orienté**
IRFO	**Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté**
CVFOR	**Commande vectorielle à flux rotorique orienté**
MLI	**Modulation de Largeur d'Impulsion**
PI	**Proportionnelle intégrale**
BO	**Fonction de transfert en Boucle ouverte**
BF	**Fonction de transfert en Boucle fermée**

Introduction Générale

Introduction Générale

La machine asynchrone est l'objet de nombreuses études depuis longtemps, avec les Différents inconvénients du moteur à courant continu, température élevée ou surcharges importantes. C'est par, sa robustesse, coût faible, fiabilité, facilité à entretenir et par sa souplesse, avec des plages de vitesse et du couple considérables, on remarque qu'il y a un intérêt croissant à l'utilisation de la machine asynchrone dans les entraînements électriques. La commande de la machine asynchrone a débuté par l'utilisation de l'autotransformateur, dans ce mode de démarrage ou commande, le stator de la machine asynchrone est relié à un autotransformateur qui permet d'effectuer un démarrage sous tension variable. La tension est progressivement augmentée et l'intensité du courant ne dépasse pas la valeur maximale désirée.

La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de cette machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique. Pour ce fait, la commande classique sert à contrôler : le couple par le glissement et le flux par le rapport tension/fréquence U/f (constant). Mais et à cause du manque d'informations sur le rapport U/f, ce type de commande a ses limites en matière de qualité de ses performances. En ce temps, l'apparition d'une nouvelle technique dite "commande vectorielle" ou "commande par flux orienté" a rendu la commande de la machine Asynchrone possible comme les machine à courant continu.

Cette commande avancée nécessite une alimentation capable de délivrer une tension la plus sinusoïdale possible et à fréquence et amplitude variables. Dans les applications industrielles, on utilise généralement les onduleurs pilotés par les techniques de la modulation de largeur d'impulsions (MLI) ou PWM (pulse with modulation). Ces méthodes consistent à déterminer les angles de commutation des interrupteurs de l'onduleur. Les angles de commutation sont calculés en temps réel en utilisant un microcontrôleur afin de favoriser la rapidité de la commande en ligne du moteur. C'est pourquoi, on tourne de plus en plus vers des solutions numériques temps réel qui nous permettent de modifier la topologie du convertisseur à chaque instant. Une telle solution numérique va permettre de faire des programmations faciles du système considéré et de tester tous les effets qui peuvent arriver en réellement et en plus cette simulation se fait en temps réel.

Dans notre mémoire qui compose de trois chapitre sera intéresser par la généralité et la modélisation de la machine asynchrone en mode moteur associe a une onduleur triphasé ,

nous alors finaliser ce de chapitre par des résultat simulation de la machine alimente par réseau électrique et les résultat de simulation de la machine alimente par une onduleur triphasé .

Le deuxième chapitre va consacrer par la commande vectorielle directe et indirecte et aussi nous alors supporte notre étude par les résultats simulations de cette commande.

Le denier chapitre s'intéresser par étude sur matlab similunk des variations des paramètres électrique (Rs, Rr, Ls, Lr et M) et mécanique (fr et J), et voir leur influence sur le comportement de la machine asynchrone et sur leur commande.

Chapitre I

Généralités et Modélisation d'un Moteur Asynchrone Associe à un Onduleur Triphasé

I.1 INTRODUCTION :

Ce chapitre est consacré à la présentation des moteurs asynchrones triphasés et l'onduleur triphasé d'une partie et d'une autre leurs modélisation et simulation sous MATLAB/Simulink.

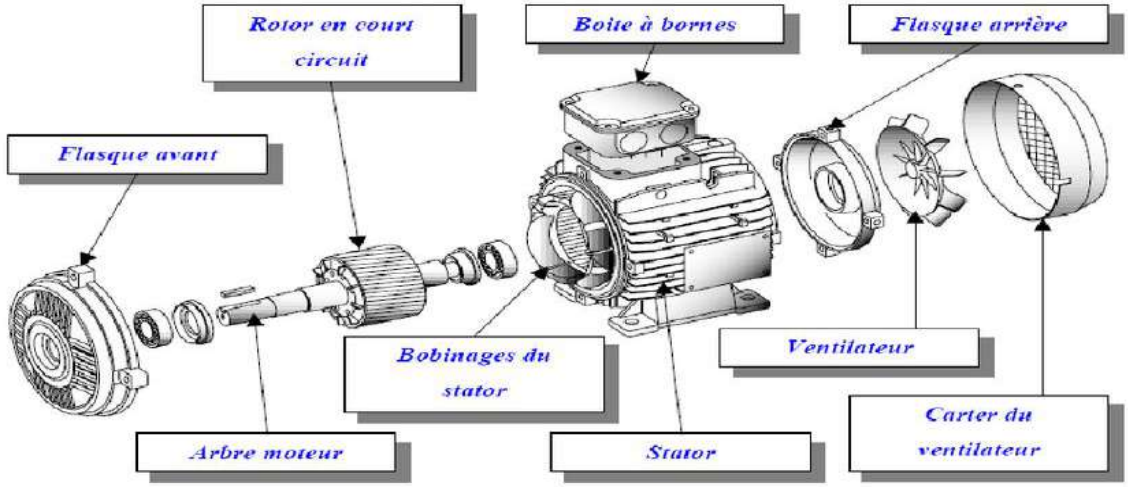
Ces moteurs s'imposent en effet dans un grand nombre d'applications en raison des avantages qu'ils présentent : normalisés, ils sont robustes, simples d'entretien, faciles à mettre en œuvre et de faible coût.

L'onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de générer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique de tension ou de fréquence différente. C'est la fonction inverse d'un redresseur.

I.2 CONSTITUTION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE :

La machine asynchrone comprend principalement deux parties mobiles l'une par rapport à l'autre : l'inducteur qui crée un champ magnétique (stator) et l'induitdans lequel ce champ induit crée une force électromotrice (rotor); ces deux parties sont séparées par un entrefer.
Le stator supporte trois enroulements décalés alimentés par une tension alternative triphasée. Ces trois bobines produisent un champ magnétique variable qui tourne autour de l'axe du stator. Ce champ tournant induire les courants dans le rotor.

Leur interaction entraine la rotation du rotor à une fréquence légèrement inférieure à celle du champ tournant**.** Voir figure (I.1). [3]



Figure(I.1) : Structure de la machine asynchrone

I.3 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

Son fonctionnement est basé sur le principe d'interaction électromagnétique, le stator est alimenté par un courant triphasé de fréquence (f_s), ce qui nous donne naissance à un champ tournant dans l'entrefer a la vitesse angulaire w_s(théorème de Ferraris).

$$n_s = \frac{60 * f}{p} \qquad (I.1)$$

Cette vitesse est appelée vitesse de synchronisme elle peut être exprimé en tours par minute. Les bobines du rotor sont le siège de la f.é.m. induite, l'interaction entre ce courant et le champ glissant donne naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine, on notera que ce couple n'existe que si la f.é.m. est non nulle, le rotor ne doit pas tourner au synchronisme pour qu'il y ait un couple d'où le nom de machine asynchrone. [12]

Conformément à la loi de Lenz, le sens de rotation est le même que celui du champ tournant pour que la vitesse relative du champ par rapport au rotor diminue, aussi longtemps que le rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant dans l'entrefer, il est le siège du courant d'induit, par conséquent le moteur asynchrone fournit un couple.

Le glissement est définit comme étant l'écart relatif de vitesse entre le rotor et le champ tournant et son équation s'écrit comme suit :

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} \qquad (I.2)$$

Il peut être calculé aussi à partir des vitesses angulaires :

$$\mathrm{g} = \frac{\mathrm{w_s} - \mathrm{w}}{\mathrm{w_s}} \qquad (\mathrm{I}.3)$$

Avec

w_s : La vitesse angulaire de synchronisme du champ statorique dans la machine

w : La vitesse angulaire de rotation de la machine

I.4 AVANTAGES ET INCONVENIENT DU MOTEUR ASYNCHRONE :

+Le moteur asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie.

+Robuste, fiable et économique.

+Très apprécié pour sa très bonne standardisation.

-Le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple

- Le découplage naturel de la machine à courant continue à excitation séparée n'existe pas.

-On ne peut pas connaitre les variables internes du rotor a cage ($I_r$par exemple) qu'à travers le stator.

-L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotorique à travers leurs actions sur le stator.

I.5 HYPOTESES SIMPLIFICATRICES :

Le modèle usuel de la machine asynchrone est basé sur les hypothèses suivantes :

- La machine asynchrone est symétrique ayant p paires de pôles.
- Le rotor est bobiné, le bobinage est triphasé au stator et au rotor.
- Le rotor est à cage, on peut considérer le bobinage triphasé équivalent.
- Les axes de phase statorique et rotorique sont décalés identiquement d'un angle électrique de120^0.

-
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, en négligeant l'effet de l'encochage, et la perméance de l'entrefer constante.
- La saturation du circuit magnétique, Foucault peuvent être négligés et les circuits magnétiques sans perte sont linéaires.
- La force magnétomotrice créée par chacune des phases du stator et du rotor est à répartition sinusoïdale.
- L'effet de peau est négligeable.
- Les résistances des enroulements sont constantes.

I.6 -MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE [9] [1]:

Une bonne commande en boucle fermée doit s'appuyer sur un modèle mathématique du processus à réguler ou à asservir. Dans notre application, nous utiliserons un modèle de la machine asynchrone qui décrit le comportement dynamique des différentes grandeurs concernées par le système de contrôle (couple électromagnétique, flux magnétique, courants, tensions, etc).

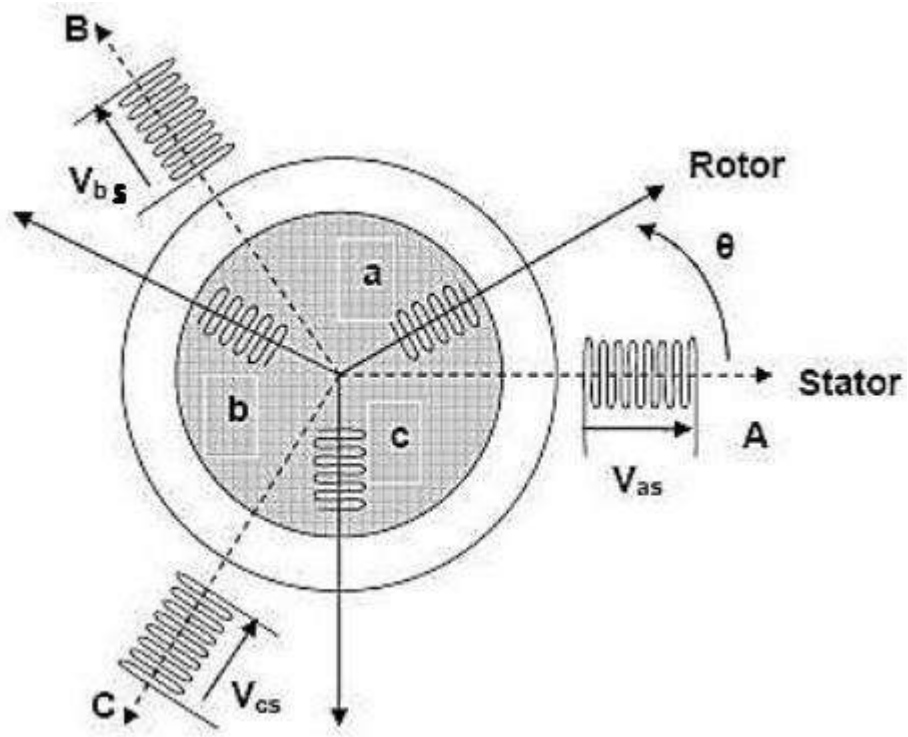


Figure 1.2 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

En tenant compte des hypothèses simplificatrices les expressions générales de la machine exprimées en fonction des flux et des courants sont définies comme suit :

I.6.1-Equations électriques

- La loi de Farady permet d'écrire :

$$V = R.I + \frac{d\psi}{dt} \qquad (I.4)$$

- En appliquant la loi de Faradyà chaque enroulement de la machine représentée par la figure suivante :

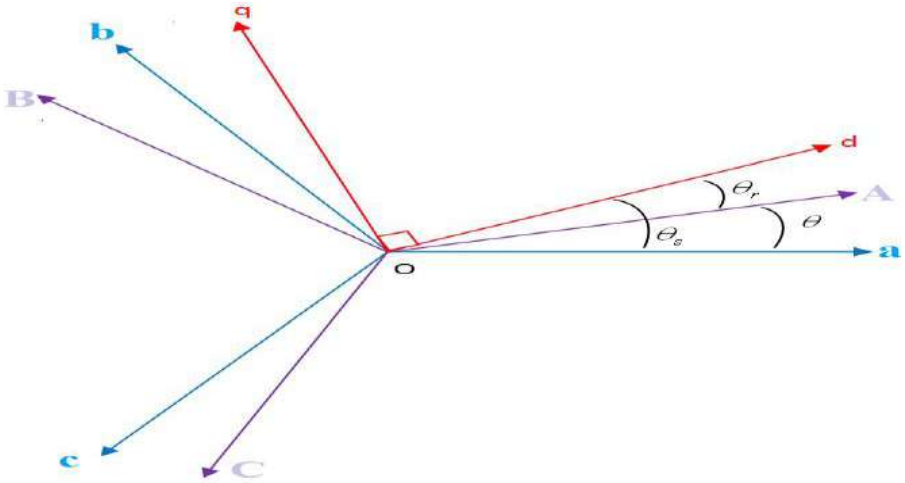


Figure I.3: Position des axes « d,q » par rapport aux axes de la machine

On peut écrire les équations suivantes :

$$[V_S] = [R_S][I_S] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \qquad (I.5)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] \qquad (I.6)$$

Pour l'ensemble des enroulements statoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} \qquad (I.7)$$

Pour l'ensemble des enroulements rotoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix} \qquad (I.8)$$

Ou :

$$[V_S] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; [R_S] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; [I_S] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \qquad (I.9)$$

I.6.2- Equations magnétiques

$$[\psi_s] = [L_{ss}][I_S] + [L_{sr}][I_r] \qquad (I.10)$$

$$[\psi_r] = [L_{rr}][I_r] + [L_{rs}][I_s] \qquad (I.11)$$

L'écriture matricielle ci-dessous résume les 3 équations du flux statoriques :

$$\begin{bmatrix}\psi_{as}\\ \psi_{bs}\\ \psi_{cs}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_S & m_S & m_S\\ m_S & l_S & m_S\\ m_S & m_S & m_S\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{as}\\ I_{bs}\\ I_{cs}\end{bmatrix} + l_m\begin{bmatrix}\cos(\theta) & \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta+4\pi/3)\\ \cos(\theta+4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta+2\pi/3)\\ \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta+4\pi/3) & \cos(\theta)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{ar}\\ I_{br}\\ I_{cr}\end{bmatrix} \qquad (I.12)$$

θ : Position de rotor par rapport au stator.

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_S & m_S & m_S\\ m_S & l_S & m_S\\ m_S & m_S & L_S\end{bmatrix} \qquad (I.13)$$

$$[L_{sr}] = l_m\begin{bmatrix}\cos(\theta) & \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta+4\pi/3)\\ \cos(\theta+4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta+2\pi/3)\\ \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta+4\pi/3) & \cos(\theta)\end{bmatrix} \qquad (I.14)$$

De façon similaire, on aura ou rotor :

$$\begin{bmatrix}\psi_{ar}\\ \psi_{br}\\ \psi_{cr}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r\\ m_r & l_r & m_r\\ m_r & m_r & m_r\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{ar}\\ I_{br}\\ I_{cr}\end{bmatrix} + l_m\begin{bmatrix}\cos(\theta) & \cos(\theta+4\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3)\\ \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta+4\pi/3)\\ \cos(\theta+4\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{as}\\ I_{bs}\\ I_{cs}\end{bmatrix} \qquad (I.15)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r\\ m_r & l_r & m_r\\ m_r & m_r & L_r\end{bmatrix} \qquad (I.16)$$

$$[L_{rs}] = l_m\begin{bmatrix}\cos(\theta) & \cos(\theta+4\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3)\\ \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta+4\pi/3)\\ \cos(\theta+4\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) & \cos(\theta)\end{bmatrix} = [L_{sr}]^T \qquad (I.17)$$

D'où : $l_s = l_{ms} + l_{\sigma s}$

$$l_r = l_{mr} + l_{\sigma r} \quad \text{(I.18)}$$

$$l_r = l_{mr} + l_{\sigma r} \quad \text{(I.19)}$$

$$m_s = -{}^{l_{ms}}/_{2} \quad \textit{(I.20)}$$

$$m_r = -{}^{l_{mr}}/_{2} \quad \text{(I.21)}$$

I.6.3- Equations magnétiques

Le couple électromagnétique développe s'écrit :

$$c_e = p[I_S]^t \frac{d}{d\theta}[L_{sr}][I_r] \quad (I.22)$$

$$J\frac{d}{dt}\Omega = c_e - c_r - f_r\Omega \quad (I.23)$$

En remplaçant les équations (I.3), respectivement dans les équations (I.1) et (I.2), on obtient les deux expressions des tensions statoriques et rotoriques.

$$[V_S] = [R_S][I_S] + \frac{d}{dt}([L_{SS}][I_S] + [L_{Sr}][I_r]) \quad (I.24)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][I_r] + [L_{rs}][I_s]) \quad (I.25)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ(angle de rotation de la machine). Pour le rendre facile, il faut le transformer à un système d'équations à coefficients constants.

Pour cela, il faut passer de système d'axes réels à un système d'axes réunis pour le stator et rotor, et pour cela nous avons utilisées la transformation de Park.

I.6.4- Model de Park

Pour remplacer ces équations différentielles à coefficients fonctions du temps par des équations différentielles plus simples et à coefficients constants, on fait appel à la transformation la plus utilisée pour les machines asynchrones dite transformation de Park. Ainsi pour un système de trois courants réels Ia, Ib, Ic, la transformation de Park d'angle θ génère deux composantes (id, iq). Les deux systèmes sont liés par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta+\frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta & -\sin\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta+\frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \qquad (I.26)$$

Ou inversement :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta+\frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta+\frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \qquad (I.27)$$

• En faisant une transformation de Park d'angle s (ou θs est l'angle électrique entre l'axe d et le stator) pour les grandeurs statorique, on obtient les grandeurs statorique Vsd, Vsq, Isd, Isq relatives à deux enroulements fictifs Sd et Sq tournant à la vitesse angulaire $\frac{d\theta_s}{dt} = \mathrm{w}_a$ par rapport au stator

• En faisant une transformation de Park d'angle θr (ou r est l'angle électrique entre le rotor et le stator) pour les grandeurs rotoriques, on obtient les courants rotoriques Ird, Irq dans les deux enroulements fictifs Rd et Rq tournant à la vitesse angulaire$\frac{d\theta_r}{dt} = w_m$ par rapport au rotor.

I.6.4.1 Mise en équations dans le plan de Park

La transformation des grandeurs statorique et rotorique est définie par :

- La transformation directe :

$$\begin{cases} \left[Id_{qo}\right]_{s,r} = [P(\theta)][Iabc\,]_{s,r} \\ \left[Vd_{qo}\right]_{s,r} = [P(\theta)][V_{abc}]_{s,r} \\ \left[\phi d_{qo}\right]_{s,r} = [P(\theta)][\Phi_{abc}]_{s,r} \end{cases} \qquad (I.28)$$

- La transformation inverse :

$$\begin{cases} [Iabc\,]_{s,r} = [P(\theta)]^{-1}\left[Id_{qo}\right]_{s,r} \\ [Vabc\,]_{s,r} = [P(\theta)]^{-1}\left[Vd_{qo}\right]_{s,r} \\ [\phi abc]_{s,r} = [P(\theta)]^{-1}\left[\phi d_{qo}\right]_{s,r} \end{cases} \qquad (I.29)$$

On peut négliger la composante homopolaire pour un système triphasé équilibré, le modèle mathématique est donner comme suite

I.6.4.1.a- Equations électrique

Stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s.I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt}.\psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s.I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt}.\psi_{ds} \end{cases} \quad (I.30)$$

Avec

$\frac{d\theta_s}{dt} = w_a$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s.I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - w_a.\psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s.I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + w_a.\psi_{ds} \end{cases} \quad \begin{matrix} (I.31) \\ (I.32) \end{matrix}$$

Rotor:

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r.I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt}.\psi_{qr} \\ V_{qr} = R_r.I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt}.\psi_{dr} \end{cases} \quad (I.33)$$

$$\begin{cases} \theta_r = \theta_s - \theta_m \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_s - \theta_m)}{dt} = w_a - w_m \end{cases} \quad (I.34)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r.I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (w_a - w_m).\psi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r.I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (w_a - w_m).\psi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.35)$$

I.6.4.1.b -Equations magnétiques

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_S.I_{ds} + M.I_{dr} & (a.1.29) \\ \psi_{qs} = L_S.I_{qs} + M.I_{qr} & (b.1.29) \\ \psi_{dr} = L_R.I_{dr} + M.I_{ds} & (c.1.29) \\ \psi_{qr} = L_R.I_{dr} + M.I_{qs} & (d.1.29) \end{cases} \quad (I.36)$$

Avec :

$$L_S = l_s - m_s \quad \text{(I.37)}$$

$$M = \frac{3}{2} \quad \textit{(I.38)}$$

$$L_R = l_r - m_r \quad \text{(I.39)}$$

I.6.4.2- Equations de la puissance et du couple

Sachant que la transformation de PARK. Conserve la puissance instantanée, cette dernière sera donnée par :

$$P_i = (V_s)^T . I_s = V_{sa} . I_{sa} + V_{sb} . I_{sb} + V_{sc} . I_{sc} (V_{sd} . I_{sd} + V_{sq} . I_{sq}) . \sqrt{\frac{3}{2}} \quad \textit{(I.40)}$$

$$P_i = \sqrt{\frac{3}{2}} . \left[R_s . I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - w_s . \psi_{qs} \right] I_{ds} + \sqrt{\frac{3}{2}} . \left[R_s . I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + w_s . \psi_{ds} \right] I_{qs} \quad \textit{(I.41)}$$

- Après calcul, on trouve :

$$P_i = \sqrt{\frac{3}{2}} . \left[R_s . {I_{ds}}^2 + R_s . {I_{qr}}^2 \right] + \sqrt{\frac{3}{2}} . \left[\frac{d\psi_{ds}}{dt} . I_{ds} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} . I_{qs} \right] \quad \textit{(I.42)}$$

$$+ \sqrt{\frac{3}{2}} . \left[w_s (\psi_{ds} . I_{qs} - \psi_{qs} . I_{ds}) \right]$$

Le premier terme est facilement identifiable aux pertes joules, le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée. Le troisième terme représente donc la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

$$P_e = C_e . \Omega_s = (w_s (\psi_{ds} . I_{qs} - \psi_{qs} . I_{ds}) .) \sqrt{\frac{3}{2}} \quad \textit{(I.43)}$$

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega_s} = \sqrt{\frac{3}{2}} . \frac{w_s}{\Omega_s} (\psi_{ds} . I_{qs} - \psi_{qs} . I_{ds}) \quad (I. 44)$$

$$C_e = \sqrt{\frac{3}{2}} p (\psi_{ds} . I_{qs} - \psi_{qs} . I_{ds}) \quad \textit{(I.45)}$$

- En remplaçant par les expressions des flux : ψ_{dr},ψ_{qr}

$$C_e = \sqrt{\frac{3}{2}} . \frac{PM}{L_R} (\psi_{dr} . I_{qs} - \psi_{qr} . I_{ds}) \quad \text{(I. 46)}$$

I.6.4.3 Choix du référentiel

- L'utilisation de la transformation de Park nécessite le choix d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques du modèle.

I.6.4.3.a- Référentiel lié au Stator

- La position des axes d, q par rapport aux axes statoriques et rotoriques est la suivante :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \Longrightarrow \quad w_a = 0$$

- Ce référentiel est choisi dans le cas de variations importantes de la vitesse de rotation associés ou non à des variations de la fréquence d'alimentation.

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s . I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s . I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} \end{cases} \tag{I.47}$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r . I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} + w_m . \psi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r . I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} - w_m . \psi_{dr} = 0 \end{cases} \tag{I.48}$$

I.6.4.3.b -Référentiel lié au Rotor

- Ce type de référentiel est caractérisé par les relations suivantes

$\frac{d\theta_r}{dt} = w_r \Longrightarrow w_s = w_m$ $\qquad$ $\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Longrightarrow w_r = 0$

- Ce choix est intéressant dans l'étude des régimes transitoires ou la vitesse de rotation est constante.

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s . I_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - w_m \psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s . I_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} w_m \psi_{ds} \end{cases} \tag{I.49}$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r . I_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} = 0 \\ V_{qr} = R_r . I_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} = 0 \end{cases} \tag{I.50}$$

I.6.4.3.c- Référentiel lié au Champs Tournant

- La position des axes d, q par rapport aux axes statoriques est la suivante :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = w_s \qquad \frac{d\theta_r}{dt} = w_s - w_r$$

Avec

$$w_r = w_s - w_m = w_g \tag{I.51}$$

- On choisit ce référentiel lorsqu'on veut étudier les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante. Pour ce présent travail, nous avons choisi le référentiel lié au champ tournant parce qu'il est mieux adapté à notre étude.
- Les équations électriques deviennent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s.I_{ds} + \dfrac{d\psi_{ds}}{dt} - w_s\psi_{qs} \\ V_{qs} = R_s.I_{qs} + \dfrac{d\psi_{qs}}{dt} w_s\psi_{ds} \end{cases} \tag{I.52}$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r.I_{dr} + \dfrac{d\psi_{dr}}{dt} - (w_s - w_r).\psi_{qr} = R_r.I_{dr} + \dfrac{d\psi_{dr}}{dt} - w_g.\psi_{qr} = 0 \ \ (a.1.37) \\ V_{qr} = R_r.I_{qr} + \dfrac{d\psi_{qr}}{dt} + (w_s - w_r).\psi_{qr} = R_r.I_{qr} + \dfrac{d\psi_{qr}}{dt} + w_g.\psi_{qr} = 0 \ \ (b.1.37) \end{cases} \tag{I.53}$$

- Le couple électromagnétique est exprimé en fonction des courants rotorique et statorique.

$$C_e = \sqrt{\frac{3}{2}}.P.M.(I_{dr}.I_{qs} - I_{ds}.I_{qr}) \tag{I.54}$$

- Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, …etc), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles

$$J\frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f.\Omega_r \tag{I.55}$$

- Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$w_r = p.\Omega_r \tag{I.56}$$

I.6.4.4- Mise sous forme d'équations d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équation d'état. Pour une machine asynchrone alimentée en tension, les tensions statoriquesVds et Vqs sont les variables de contrôle, et nous considérons les flux rotoriques, les courants statoriques et la pulsation mécanique comme variables d'état.

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma l_s}\left[-\left(R_s + \frac{l_m^2}{l_r T_r}\right).i_{ds} + \sigma l_s \omega_s i_{qs} + \frac{l_m}{l_r T_r}\varphi_{dr} + \frac{l_m}{l_r}\omega\varphi_{qr} + V_{ds}\right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma l_s}\left[-\left(R_s + \frac{l_m^2}{l_r T_r}\right).i_{qs} + \sigma l_s \omega_s i_{qs} + \frac{l_m}{l_r T_r}\varphi_{dr} + \frac{l_m}{l_r}\omega\varphi_{qr} + V_{qs}\right] \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r}\varphi_{dr} + (\omega_s - \omega)\varphi_{dr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r}\varphi_{dr} + (\omega_s - \omega)\varphi_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2}{J}.\frac{L_m}{L_r}\left(\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}\right) - \frac{P}{J}.C_r \end{cases} \quad \text{(I.57)}$$

I.7- DESCRIPTION D'UN ONDULEUR DE TENSION

L'onduleur triphasé en pont est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs monté en pont. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes suivi d'un filtre. Celui-ci est très utilisé en MLI pour l'alimentation des récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables. Il peut être considéré comme étant superposition de trois onduleurs en demi-point monophasé.

Chacune des trois tensions de sortie est formée d'une onde bistable prenant les valeurs -U et +U mais décalées de$\frac{2\pi}{3}$l'une par rapport à l'autre. [5]

De plus si le récepteur est couplé en étoile sans neutre ou en triangle, les harmoniques multiples de trois seront éliminées. Ainsi, le système triphasé obtenu à la sortie de l'onduleur est un système équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impairs différents de trois.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer une fois dans un sens, l'autre fois dans l'autre à la charge. L'onduleur de tension alimenté par une source de tension parfaite imposée à sa sortie, Garceau jeu d'ouverture des interrupteurs L'architecture de ce convertisseur se compose de plusieurs bras, connectés chacun à une phase du réseau et comportant deux interrupteurs de puissance

comme le montre la figure ci-dessous :

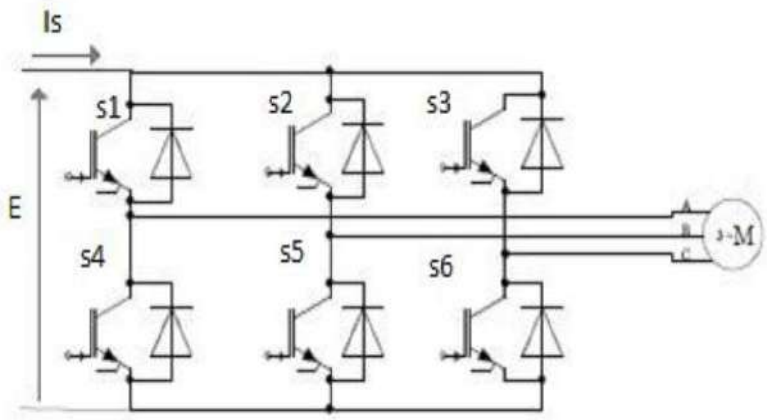


Figure (I.4) : Structure d'un onduleur triphasé

I.8- MODELISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASE DE TENSION [6]

Le convertisseur statique permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz. Après redressement, la tension filtrée U0 (étage continu) est appliquée à l'onduleur.

Les composants de l'électronique de puissances (interrupteurs) sont déterminés par les niveaux de la puissance et la fréquence de commutation.

En règle générale, plus les composants sont rapides, plus la puissance commutée est faible et inversement. A titre indicatif, les transistors *MOSFET*, sont considérés comme des composants très rapides mais de puissance relativement faible. Les transistors bipolaires sont moins rapides que les transistors *MOSFET* mais davantage plus puissants (quelques kHz à une dizaine de kW).

Les transistors *IGBT* sont des composants de gamme standard (jusqu'à 20 kHz à une des dizaines de kW). Les thyristors *GTO* commutent très lentement les grandes puissances. Ces composants sus indiqués sont du type commandable à l'ouverture et à la fermeture ; ce qui n'est pas le cas pour le thyristor classique.

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires.

Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur boolienne :

$S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi –bras haut (a, b ou c) fermé.

$S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi –bras bas (a, b ou c) fermé.

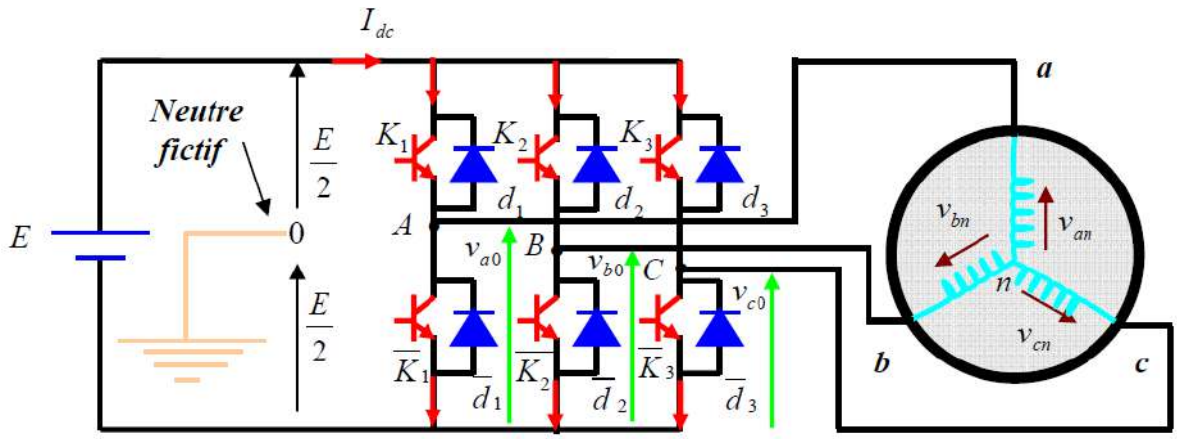


Figure (I.5) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant un MAS

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable
- La charge triphasée est équilibrée

Pour les tensions composéesU_{ab}, U_{bc}, U_{ca}, on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad \text{(I.58)}$$

U_{ab}, U_{bc}, U_{ca} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit « n » l'indice du point neutre du coté alternatif .On a :

$$\begin{cases} U_{a0} = U_{an} - U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} - U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} - U_{no} \end{cases} \quad \text{(I.59)}$$

U_{cn},U_{bn}etU_{an}sont les tensions simples de la machine et U_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « o ».
Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$U_{cn} + U_{bn} + U_{an} = 0 \quad \text{(I.60)}$$

La substitution de (1.58) dans (1.59) aboutit à :

$$U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \quad \text{(I.61)}$$

En remplaçant (1.43) dans (1.41), on obtient :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{3}{2}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{2}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad \text{(I.62)}$$

En utilisant les variables booliennes de l'état des interrupteurs on a :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad \text{(I.63)}$$

I.9 STRATEGIE DE LA COMMANDE DE L'ONDULEUR DE TENSION

Commander un onduleur consiste à produire les signaux de commande permettant d'imposer à chaque instant les états des divers commutateurs, et donc les allures des tensions et des courants du système. Si la commande pleine onde présente une grande simplicité (concevoir un signal carré à la fréquence désirée des grandeurs alternatives ne présente pas de difficulté), les spectres des tensions obtenues révèlent une forte proximité du contenu harmonique avec le fondamental et donc une grande difficulté de filtrage. [17]

La technique de Modulation de Largeur d'Impulsion *(MLI)* permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence et tension fixes (en général une tension continue par l'intermédiaire d'un convertisseur). Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs du convertisseur et par les séquences de fonctionnement.

La méthode de contrôle des courants par *MLI*, à partir d'une source de tension continue constante, consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche possible de la référence de la tension sinusoïdale.

La manipulation du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à *MLI* présente deux avantages importants à savoir :

- repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage
- elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension désirée.

I.10 LES DIFFERENTS TYPES DE COMMANDE (MLI/PWM)

Les techniques de modulation les plus utilisées sont :

- La naturelle (sinus-triangle)
- La régulière
- L'optimisée (élimination d'harmoniques non désirés),

- La vectorielle et la modulation à bande à hystérésis (commande bang- bang)

Dans ce mémoire on utilise la *MLI* naturelle de type sinus- triangle.

I.11- STRATEGIE DE LA MLI NATURELLE (Sinus-Triangle)

La technique de la *MLI* naturelle (sinus-triangle) est réalisée par une comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. [11]

La largeur d'impulsion est proportionnelle aux valeurs de la tension modulante aux instants d'échantillonnage. Ces instants étant définis de manière naturelle par la comparaison de ces deux ondes. Il n'existe pas de période d'échantillonnage bien définie, d'où le qualificatif d'échantillonnage naturel.

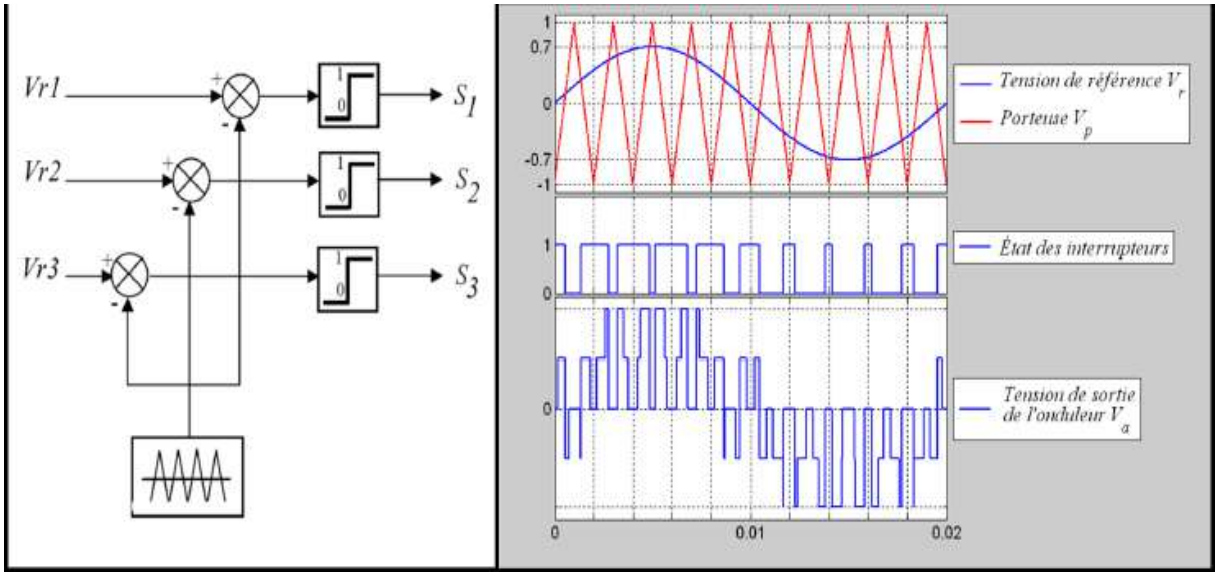


Figure (I.6): Principe de la MLI sinus-triangle

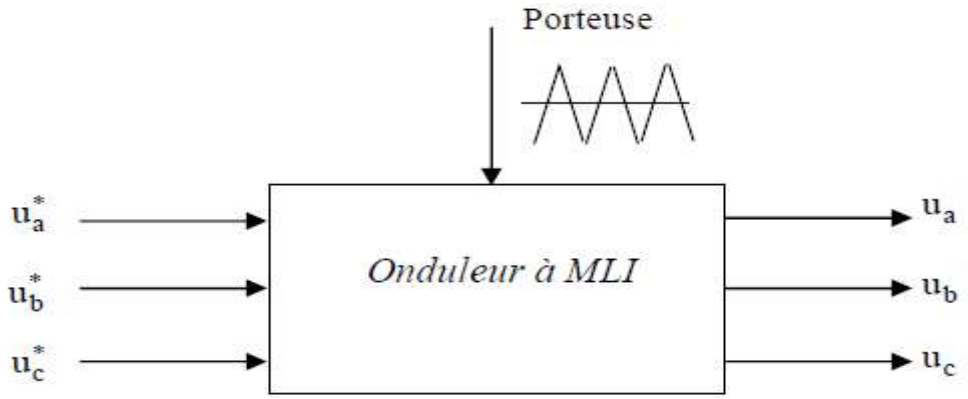


Figure (I.7): Schéma block d'un Onduleur MLI

La relation liant les tensions $ua\ , ub, uc$ de sortie de l'onduleur aux tensions de référence $ua*\ , ub*, uc*$ peut être exprimée tout simplement par un gain

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = G. \begin{bmatrix} u_a * \\ u_b * \\ u_c * \end{bmatrix} \quad \text{(I.64)}$$

Avec :

$$G = \frac{E}{2.U_p} \quad \text{(I.65)}$$

Ou : U_p: *amplitude de la porteurse*

La valeur maximale du fondamental de la tension de sortie est donnée par la relation :

$$U_1 = \frac{E}{2}.r \quad \text{(I. 66)}$$

Ou, r est le coefficient de réglage de tension, égale au rapport de l'amplitude de tension de référence à la valeur de crête $\frac{E}{2}$de l'onde de modulation. Par action sur ce coefficient, on peut théoriquement faire croitre l'amplitude du fondamental.

Ce modèle d'onduleur est d'autant plus réaliste que la fréquence de la porteuse est plus grande et que les temps morts des semi-conducteurs sont plus faible.

I.12 SIMULATION DU MOTEUR ASYNCHRONE SOUS MATLAB/Simulink

Notre modèle mathématique de la machine mis sous forme d'équations d'état en utilisant des blocs de simulation sous le logiciel MATLAB/Simulink est représenté par le block de la *figure (I.8).*

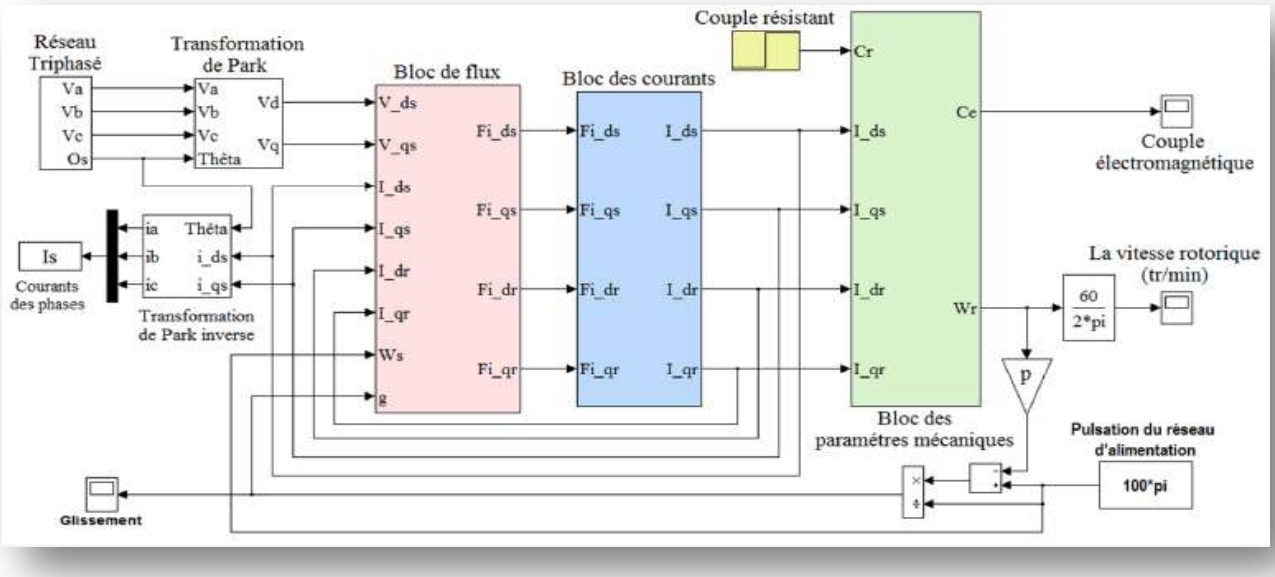


Figure (I.8): Schéma Block de la simulation d'un Moteur MAS branché avec le Réseau

I.12.1-Résultats de simulation de la MAS alimenté par réseau triphasé

Les résultats de la simulation sont donnés par les figures ci-dessous :

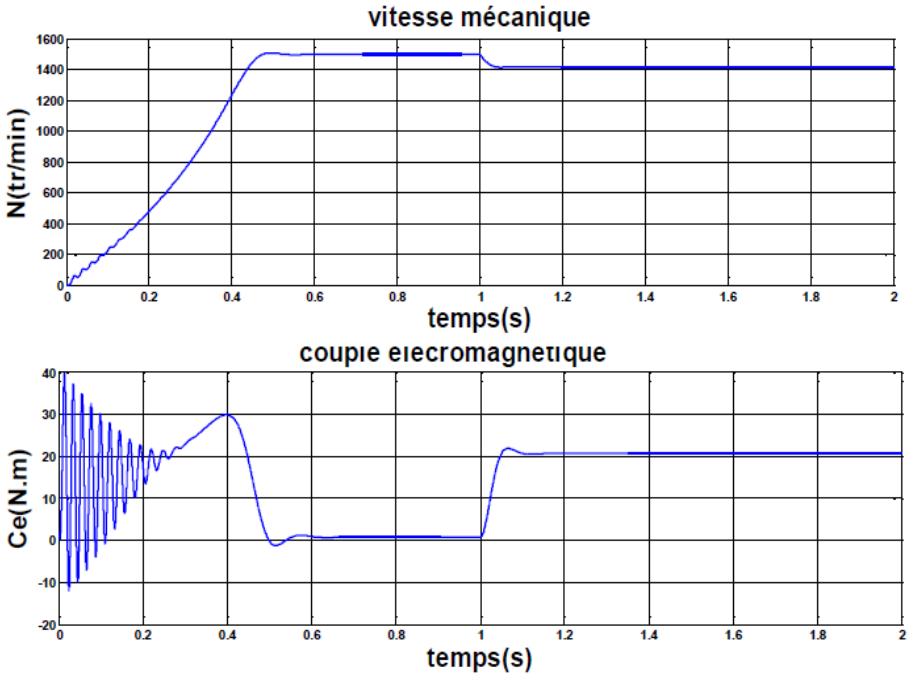


Figure (I.9) : représentation de la vitesse et du couple

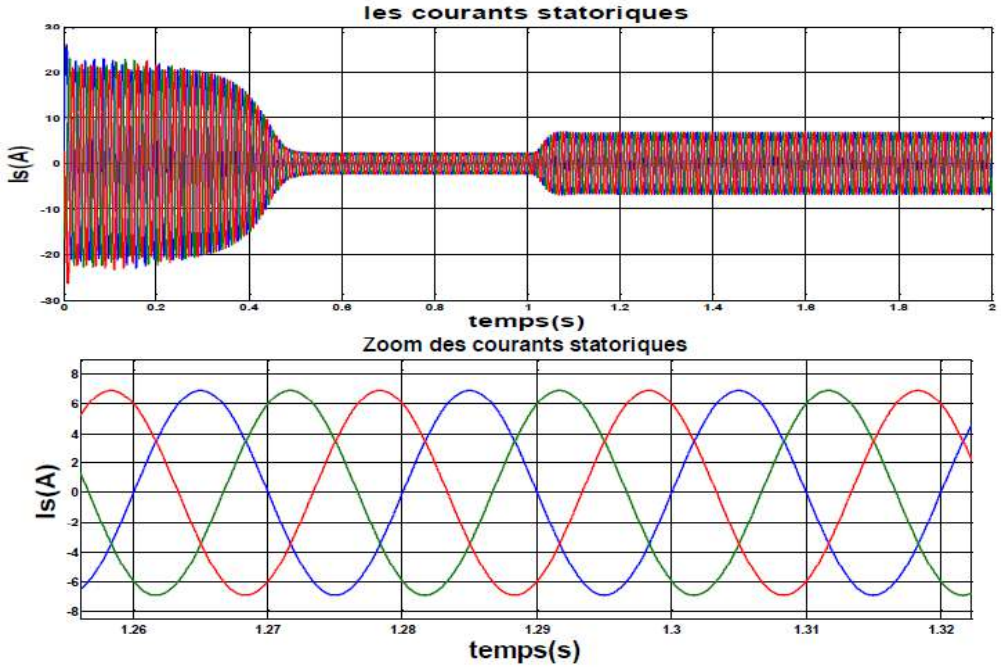


Figure (I.10) : représentation des courants statoriques

I.12.2 Interprétation des résultats

Pour ce fonctionnement la machine est alimentée directement par un réseau triphasé, l'examen des courbes des figures montre que durant la phase où la machine est à vide (t< 1s), la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme (157rad/s, Glissement presque nul), avec un accroissement presque linéaire.

Pendent le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants ; en régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule.

Le courant statorique se stabilise à la constante qui définit le courant nécessaire à la magnétisation de la machine asynchrone à vide sous une tension nominale.

A l'instant t=1(s), un couple Cr=20 Nm est appliquée à l'arbre de la machine (démarrage en charge), le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette oscillation avec une réponse quasi instantanée, avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal; mais on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par un glissement, ce qui est un résultat évident (la vitesse diminue pour les surcharges).

On remarque également que les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

I.12.3-Résultats de simulation de la MAS alimenté par l'Onduleur avec la technique MLI sinus-triangle

Après avoir simulé le moteur asynchrone alimenté en réseau on l'associera maintenant à un onduleur triphasé de tension comme la montre la figure si dessous.

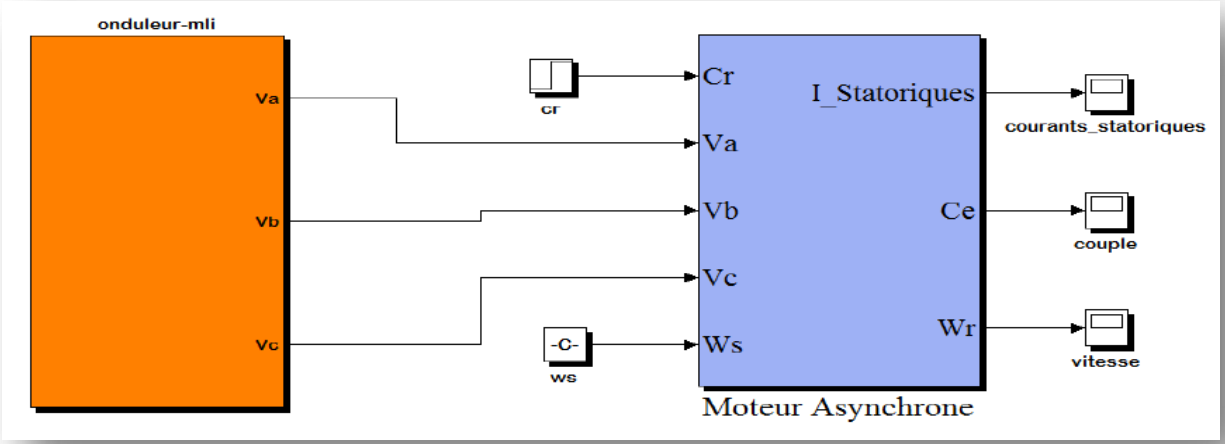
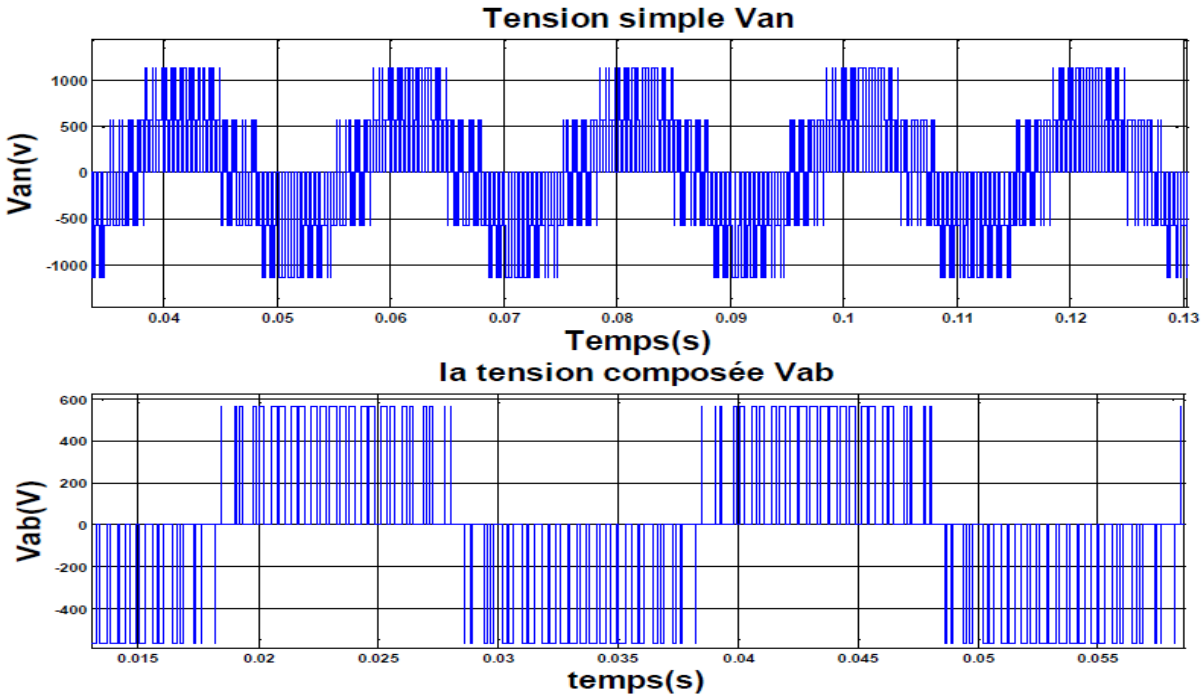


Figure (I.11) : Schéma block d'un moteur asynchrone/Onduleur

Les résultats obtenus sont montrés dans les figures si dessous :



Figure(I.12): Tension de sortie de l'onduleur triphasé commandé par stratégie sinus-triangulaire

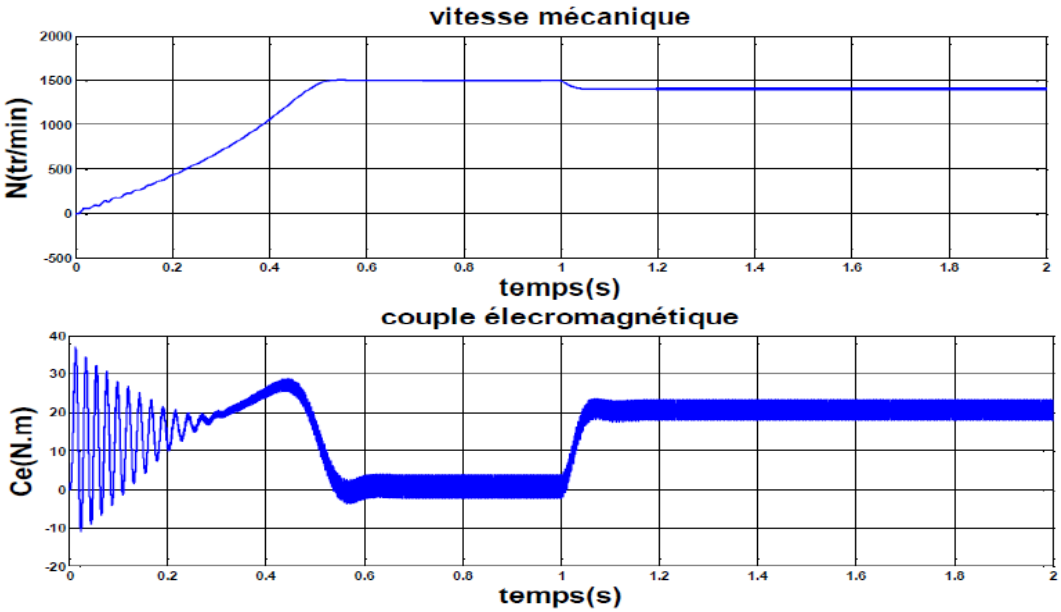


Figure (I.13) : vitesse de rotation le Couple électromagnétique

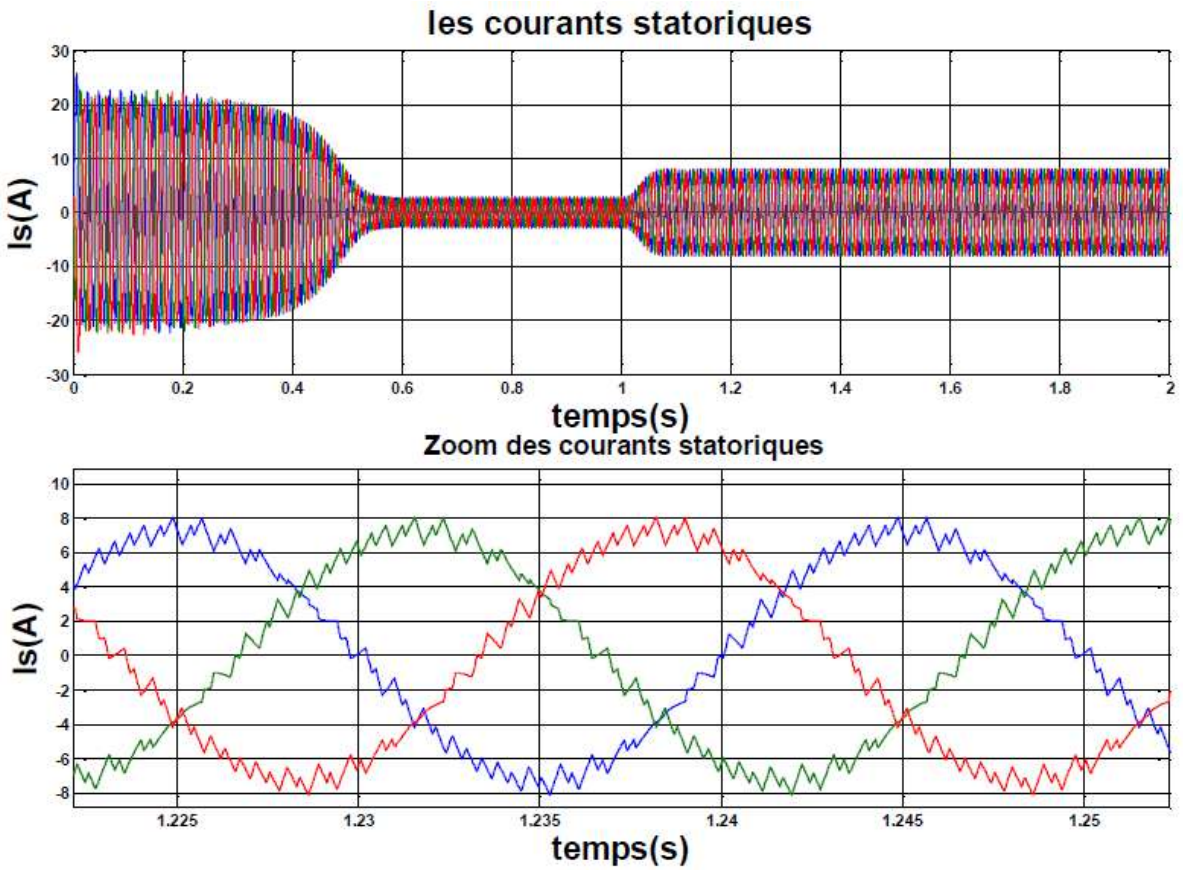


Figure (I.14): Représentation des courants statorique

Pour mieux voir la qualité du signal, nous avons représenté l'analyse spectrale du courant Statorique.

Interprétation des résultats

La courbe de variation du couple électromagnétique montre une forte pulsation de ce dernier au début du démarrage, puis il continue avec des oscillations moins importantes dues à la modulation autour d'une valeur moyenne correspond aux pertes par frottements et ventilation. La forme du courant de ligne absorbé est proche d'une sinusoïde.

I.14 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de *Park*, en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent avec quelques hypothèses simplificatrices afin de faciliter le modèle mathématique. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone. Dans la seconde partie du chapitre, nous avons décrit l'onduleur de tension a deux niveaux son principe de fonctionnement sa modélisation et de quoi il est constitué. Cet onduleur est utilisé comme une source d'alimentation pour notre moteur, ce dernier était commandé par la stratégie MLI Sinus-Triangle.

La formulation du modèle électrique des équations (1.47) et (1.48) dans un référentiel lié au champ tournant permettra de réaliser une commande par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone qui sera l'objet du second chapitre.

Chapitre II

Commande Vectorielle du la Moteur Asynchrone

II.1-INTRODUCTION :

Dans les secteurs utilisant la motorisation électrique, le moteur à induction occupe une place importante. En effet, il présente plusieurs avantages par rapport au moteur à courant continu (*MCC*), entre autres une maintenance minimale, une bonne robustesse, un prix d'achat relativement intéressant, etc. Cependant, la *MCC* présente une commande simple en offrant des bonnes réponses dynamiques. Ce résultat dû au fait que les circuits induit et inducteur sont physiquement séparés et les $f.m.m$ des deux armatures constamment orthogonales, le courant d'induit peut être contrôlé indépendamment du courant d'inducteur. Cela offre un découplage du couple et du flux, ce qui n'est pas le cas de la machine à induction.

Pour remédier à ce problème Mr. Blaschkeeproposa au début des années 70 la solution rendant possible ce découplage par la commande vectorielle à flux orienté Avec cette technique de commande de flux, on améliore les performances du moteur asynchrone. En effet, on obtient un couple plus grand que le couple nominal même lorsque le moteur est à l'arrêt et le temps pour passer du couple nul au couple maximal, correspond au temps de réponse au niveau du courant. [15]

En général, deux types de commandes sont utilisés : commande directe (CVD) et commande indirecte (CVI). Le présent chapitre consiste à présenter ces deux types de commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension, et à mettre en œuvre la commande CVI dans notre cas et la simuler sur MATLAB/SIMULINK tout en commentant les résultats.

II.2-COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Le contrôle de la machine asynchrone demande le contrôle du couple, de la vitesse ou même de la position. Le contrôle le plus primaire est celui des courants et donc du couple, puisque l'on a vu que le couple pouvait s'écrire directement en fonction des courants :

$$C_e = p\frac{M}{L_r}\left(\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}\right) \qquad \text{(II.1)}$$

Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu a excitation séparée ou le découplage naturelle entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. On se retrouve donc confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. [4]

De ce fait on applique la commande vectorielle afin de passé d'un système doublement non linéaire structurellement à un système linéaire qui repose sur l'indépendance entre la production du flux et du couple.

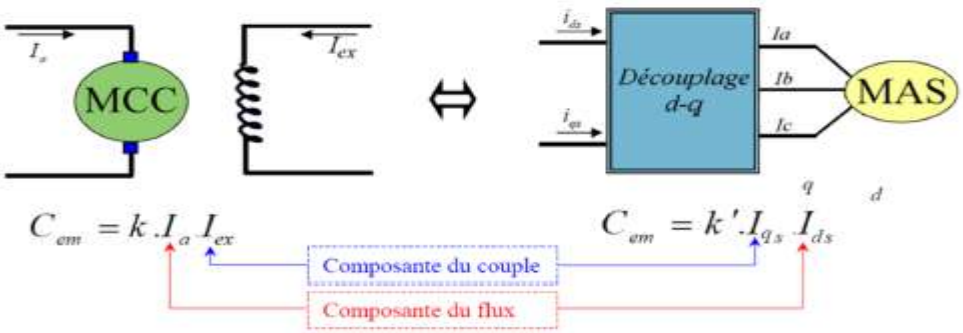


Figure (II.1) : Analogie entre la machine a courant continue et la MAS

On peut commander le flux rotorique a l'aide de la composante I_{ds}de même on peut commander le couple avec la composanteI_{qs} , si le flux rotorique est constant. C'est pourquoi on parle de découplage dans la commande vectorielle.

Ainsi, la machine asynchrone est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continue à excitation séparée comme la montre la figure si dessus.

II.2.1-Avantages et inconvénients de la Commande Vectorielle

La commande vectorielle présente les avantages suivants :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce qu ne permettait pas de faire le variateur classique).
- Une réponse dynamique est rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.
- Une régulation de vitesse précise.
- Un fonctionnement de survitesse (au-delà de la vitesse nominale).

Par contre, cette commande apporte aussi quelques inconvénients :

- Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- La nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui va se traduire par des retards, surtout à basse fréquence de modulation.
- Augmentation du temps de réponse en couple.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θs estimé.
- De mauvais paramètres entraînent une erreur sur le couple.

II.2.2-COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE ET INDIRECTE[4] :

Afin de résoudre le problème du découplage on a eu recourt à deux méthodes :

Commande vectorielle directe (DFOC) :

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant puis régulé par une boucle de contre-réaction. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés. En outre, la connaissance de la position du flux dans les référentiels tournant (dq) est également nécessaire à l'élaboration des modèles du flux, du couple et des courants de référence du système de commande.

Commande vectorielle indirecte (IFOC):

Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence φ_{rd}^{*} . L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence C_e^{*}et du flux rotoriquede référenceφ_{rd}^{*}. La méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire, le contrôle vectoriel est alors simplifié.

II.2.3-Estimation du Flux pour le calcul de l'angle θs [4]

Le flux rotor sera estimé à partir des grandeurs de la machine des courants et tensions. Il existe deux approches d'estimations pour résoudre :

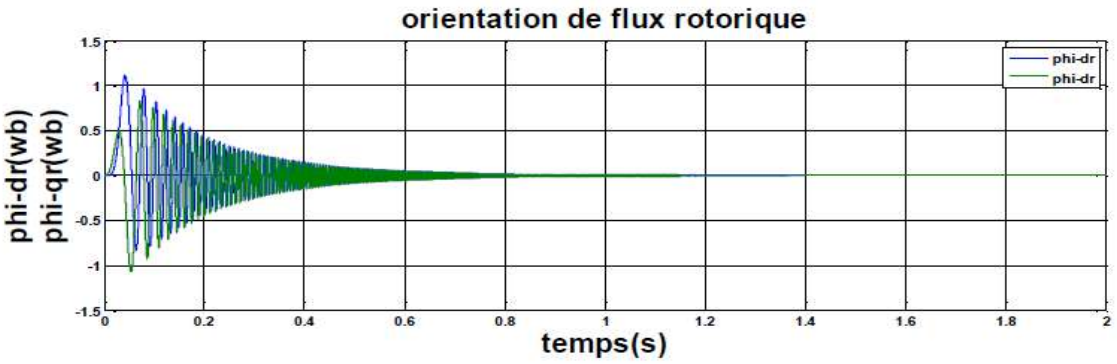
$$\boldsymbol{\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\hat{\varphi_{ar}}}{\varphi_{dr}}\right)} \qquad \text{(II.2)}$$

Estimation basée sur la tension : qui consiste à estimer le flux rotor par l'intégration de la tension aux bornes de la machine. Ce modèle d'estimation est facile à mettre en oeuvre parce qu'il demande moins de traitement de calcul. Le modèle de tension est convenable pour les vitesses élevées seulement.

Estimation basée sur le courant : elle ne nécessite pas de réaliser l'intégration de la tension, mais on prend directement le courant statorique pour estimer le flux rotorique. Ce modèle exige plus de calcul et peut être appliqué à toute la plage de la vitesse du moteur.

II.3-LIMITATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE

La variation de la constante de temps rotorique peut être due à :
- La variation de la résistance rotorique en raison de l'échauffement du moteur.
- La saturation de l'inductance rotorique. Pour valider ce qui vient d'être cité, on a simulé sur matlab deux défauts rotoriques (défaut dans l'inductance rotorique et un autre dans la résistance rotorique de 50%), Comme le montre les figures d'en bas :
- Pour Rr=Rr×1.5



- Pour Lr=Lr×1.5

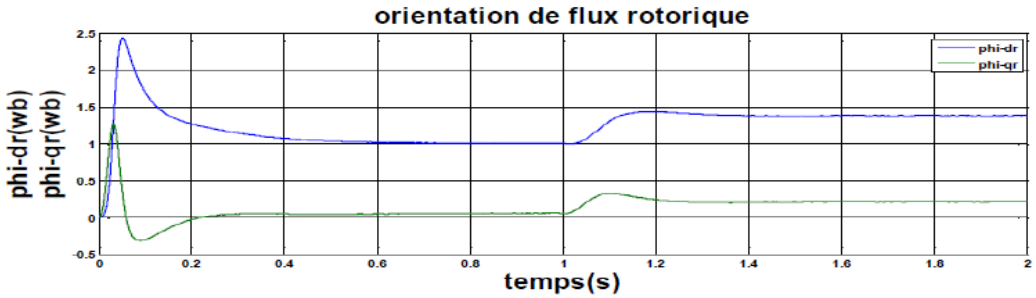


Figure (II.2) : Représentation des défauts rotoriques

Le régulateur à orientation du flux du rotor dépend explicitement des paramètres de la machine (Lr, M et Rr). C'est pour cela, on remarque que la variation de ces paramètres a une influence sur le couple de la machine et sur la pulsation des courants statoriques qui donnent un effet sur le découplage de la machine, c'est-à-dire sur la commande vectorielle.

II.4- LA COMMANDE VECTORIELLE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

La machine asynchrone à cage dont le rotor ne tourne pas à la vitesse du champ tournant dont la seule entrée électrique est au stator, pose des problèmes difficiles pour sa commande. Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commande la machine asynchrone comme une machine à courant continu a excitation indépendante ou il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux, le courant d'excitation et celle liée au couple, le courant d'induit. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple. [19]

La commande vectorielle a un inconvénient ; c'est la nécessiter de l'emploi d'un capteur de vitesse ou de position. Ce qui impose un surcoût et augmente la complexité des montages. Il existe plusieurs méthodes de commande vectorielle, de ces méthodes, on cite :

- Commande vectorielle à orientation de flux rotorique
- Commande vectorielle à orientation de flux statorique
- Commande vectorielle par orientation de flux d'entrefer.

La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe (d-q) qu'on oriente de manière à ce que l'axe « d » soit en phase avec le flux.

On va choisir un référentiel lié au champ tournant, on introduit la CVFOR dans l'axe « d ».

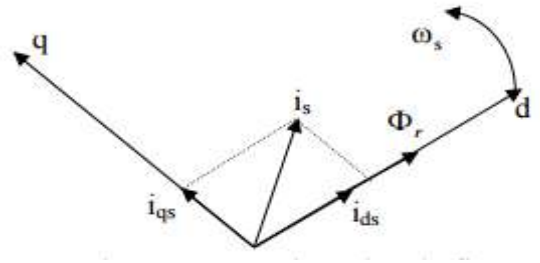


***Figure (II.3)*:** Orientation de flux rotorique

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = \varphi = cst \quad (II.a) \\ \varphi_{rq} = 0 \quad (II.b) \end{cases} \tag{II.3}$$

On oriente l'axe d pour qu'il soit colinéaire avec le vecteur du flux rotorique$\varphi_{rd} = \varphi_r$.

D'après *(I.37.a)* et *(II.2.b)*, on aura :

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{\varphi_r}{dt} = 0 \tag{II.4}$$

D'après *(II.2.a)* et *(I.29.b)*, on aura :

$$V_{dr} = R_r i_{dr} = 0 \quad \text{(en régime permanant)} \tag{II.5}$$

D'après *(II.2.a), on aura :*

$$W_g = \frac{-R_r i_{dr}}{\varphi_{dr}} \tag{II.6}$$

$$i_{qr} = \frac{-L_m i_{qs}}{L_r} \tag{II.7}$$

D'après *(II.4)*: $\varphi_{qr} = 0$

Donc : $$W_g = \frac{L_m}{T_r}\frac{i_{qs}}{\varphi_{dr}} \tag{II.8}$$

Avec: $$T_r = \frac{L_r}{R_r} \tag{II.9}$$

D'après *(I.29.c)* et *(II.4)*, on aura

a :$\varphi_{dr} = L_m i_{ds}$ *(II.10)*

$W_g = \frac{L_m}{T_r}\frac{i_{qs}}{L_m i_{ds}} W_g = \frac{1}{T_r}\frac{i_{qs}}{i_{ds}}$ *(II.11)*

En régime permanant φ_{dr}=$L_m i_{ds}$ *(II.12)*

$C_e = \frac{3}{2}\frac{p}{2} L_m\left(i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}\right)$ *(II.13)*

A partir de *(II.10)* et *(II.11)*on a :

$$\begin{cases} i_{qr} = \frac{\varphi_{qr}}{L_r} - \frac{L_m i_{qs}}{L_r} \\ i_{dr} = \frac{\varphi_{dr}}{L_r} - \frac{L_m i_{ds}}{L_r} \end{cases}$$ *(II.14)*

A partir de *(II.2.b)*on a :

$C_e = \frac{3}{2}\frac{p}{2}\frac{L_m}{L_r}\left(i_{qs}\varphi_{dr} - i_{ds}\varphi_{qr}\right)$ *(II.15)*

D'après $(b.2.51)$: $\varphi_{qr} = 0$

$C_e = \frac{3}{2}\frac{p}{2}\frac{L_m}{L_r}\left(i_{qs}\varphi_{dr}\right)$ *(II.16)*

D'après : $\varphi_{dr} = L_m i_{ds}$

$C_e = \frac{3}{2}\frac{p}{2}\frac{L_m^2}{L_r}\left(i_{qs} i_{ds}\right)$ *(II.17)*

On pose : $k = \frac{3}{2}\frac{p}{2}\frac{L_m^2}{L_r}$

$C_e = k\left(i_{qs} i_{ds}\right)$ *(II.18)*

II.5-APPLICATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE (IRFO)

Après l'orientation de flux rotorique sur l'axe 'd' d'un repère lié au champ tournant à la vitessew_s, on a :

$\varphi_{rd} = \varphi$ Et $\varphi_{rq} = 0$; et les équations de la machine deviennent comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r}\frac{d\varphi_r}{dt} - \sigma w_s L_s i_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + w_s \frac{L_m}{L_r}\varphi_r + \sigma w_s L_s i_{ds} \\ i_{ds} = \frac{1}{L_m}\left(T_r \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r\right) \\ i_{qs} = \frac{L_r}{pL_m}\frac{C_e}{\varphi_r} \\ w_g = \frac{L_m}{T_r}\frac{i_{qs}}{\varphi_r} \\ w_s = w_m + w_g \\ J\frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_r\Omega \end{cases} \quad (II.19)$$

Après passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\begin{cases} v_{ds} = (R_s i_{ds} + \sigma L_s S) i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} S\varphi_r - \sigma w_s L_s i_{qs} \\ v_{qs} = (R_s i_{qs} + \sigma L_s S) i_{qs} + w_s \frac{L_m}{L_r}\varphi_r + \sigma w_s L_s i_{ds} \\ \varphi_r = \left(\frac{L_m}{1+T_r S}\right) i_{ds} \; ; ainsi \varphi_r = L_m i_{ds} en régime permanant \\ C_e = \frac{pL_m}{L_r}\varphi_r i_{qs} \\ w_g = \frac{L_m}{T_r}\frac{i_{qs}}{\varphi_r} \\ \Omega = \left(\frac{1}{f_r + JS}\right)[C_e - C_r] \end{cases} \quad (II.20)$$

On peut donc commander le flux rotorique à l'aide de la composante i_{ds} et on peut commander le couple essentiellement avec la composante i_{qs} . Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximale. Néanmoins dans un régime de survitesse. Où on atteint la limitation de la tension maximale qui peut être fournie par l'onduleur, il est intéressant de diminuer le flux, afin de réduire la norme de la tension. Dans ces conditions on ne peut que difficilement assurer le contrôle du couple.La figure (II.3)

donne le schéma détaillé de la structure de commande (FOC) le flux rotoriqueφ_r^* et le couple C_e^* considérant comme références de commande.

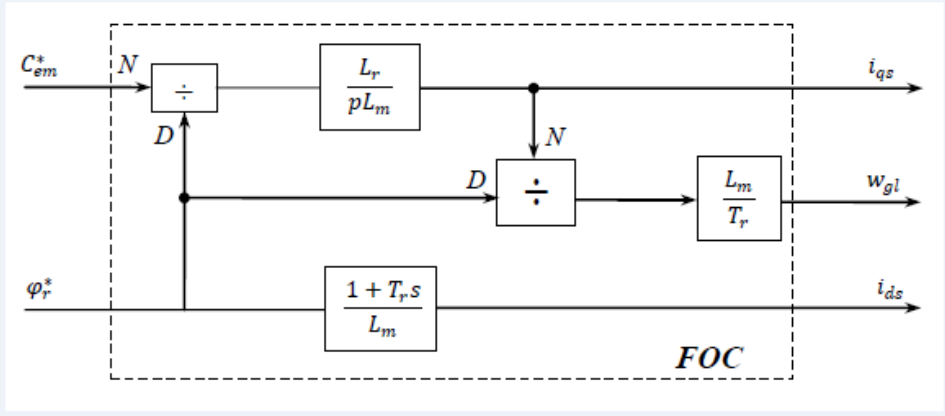


***Figure (II.4)**:* Schéma de principe de découplage FOC a flux orienté rotorique

D'après le système *(II.17)*,les équations des tensions montrent un découplage indésirable v_{ds} et v_{qs} influent à la fois i_{ds} et i_{qs} donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage. On définit deux nouvelles variables de commande v_{ds1} et v_{qs1} telle que v_{ds1} n'agisse que sur i_{ds} et v_{qs1}suri_{qs}. La variation du module du flux rotorique est supposée très lente par rapport à i_{ds}eti_{qs}.

On a donc :

$$\begin{cases} v_{ds} = v_{ds1} - e_{ds} \\ v_{qs} = v_{qs1} - e_{qs} \end{cases} \qquad (II.21)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{ds} = \frac{L_m}{L_r} S\varphi_r - \sigma w_s L_s i_{qs} \\ e_{qs} = w_s \frac{L_m}{L_r} \varphi_r + \sigma w_s L_s i_{ds} \end{cases} \qquad (II.22)$$

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} v_{ds1} = (R_s i_{ds} + \sigma L_s S) i_{ds} \\ v_{qs1} = (R_s i_{qs} + \sigma L_s S) i_{qs} \end{cases} \qquad (II.23)$$

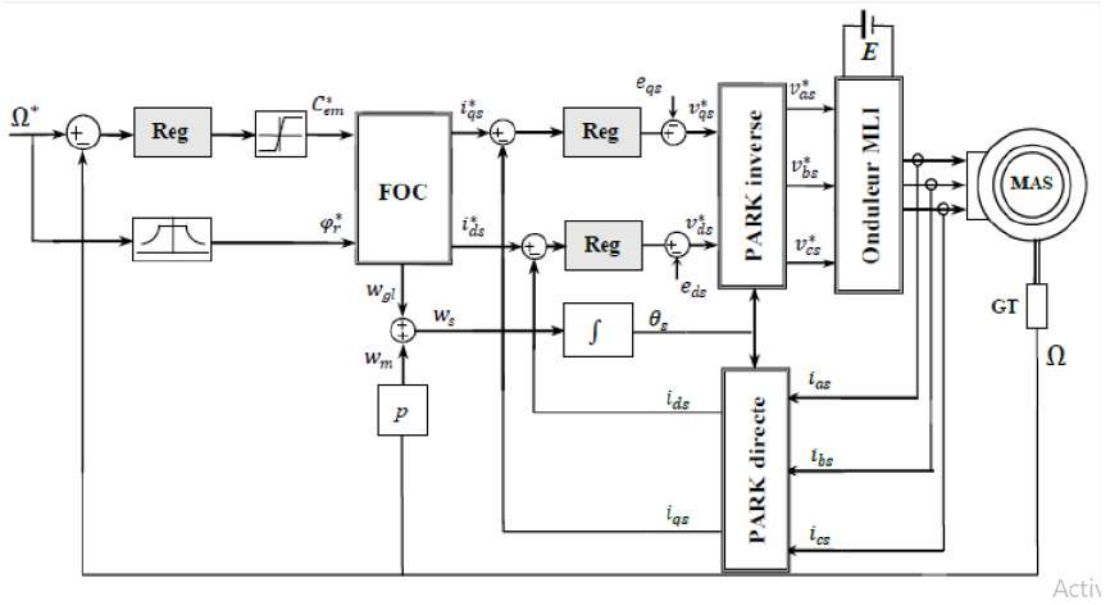


Figure (II.5): Schéma block de la commande vectorielle indirecte

La figure *(II.5)*donne une vue globale de la réalisation de la commande de vitesse de la MAS commandé par orientation du flux rotorique indirecte en boucle fermé. Les principaux constituants dans ce type de commande dont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants i_{ds} eti_{qs}, le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse de PARK. La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* ou le courant de référencei_{qs}^*. Il est limité de manière à tenir compte la surcharge de la machine.i_{qs}^*est comparé à la valeur i_{qs} issue de la

mesure des courants réels. L'erreur sollicitée du régulateur dont la sortie est la tension de référence v_{qs}^{*} après introduction du terme de découplage e_{qs}. [14]

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation du courant . Le courant i_{ds} de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inferieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au « défluxage » de la machine de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé du défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique ou l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter que contre les frottements) pendant la marche nominale. [3]

La sortie du régulateur de i_{ds} donne la tensionV_{ds*} . Les deux tensions de références V_{ds*} et V_{qs*} sont alors transformées en grandeurs triphasées en appliquant la transformation de Park inverse à l'aide d'une rotation d'angle .

L'onduleur MLI applique des créneaux de tension à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux valeursv_{as}^{*} v_{bs}^{*} v_{cs}^{*}. Les courants i_{as}^{*} i_{bs}^{*} i_{cs}^{*}, sont mesurés puis transformés dans le référentielle tournant et devient i_{ds} et i_{qs} qu'on utilise pour la régulation des courants.

La pulsation statoriquew_s et l'angle θ_s sont calculés à partir d'une mesure de vitesse mécanique w_m et du calcul de la pulsation du glissementw_g. C'est cet angle qui sera utilisé dans les transformations directes et inverses.

La commande vectorielle indirecte a été implantée numériquement sur *SIMULINK/MATLAB.* Les consignes sont le flux rotorique et la vitesse, on choisit le flux de référenceφ_{r*}=1Wb, un couple de référence C_{e*} généré à la sortie du régulateur de la vitesse PI ($K_p = 0.4871, K_i = 2.0880$).

II.5.1-MODE DEFLUXAGE :

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine. Il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part et permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est définit par la fonction non linéaire suivante :

- Si :

$$|\Omega| \leq \Omega_{nom} \rightarrow \psi_r = \psi_{nom}(sous\ vitesse) \qquad (2.24)$$

- Si :

$$|\Omega| \geq \Omega_{nom} \rightarrow \psi_r = \frac{\psi_{nom}}{|\Omega|}\psi_{nom}(sur\ vitesse) \qquad (2.25)$$

Avec :

Ω_{nom} : vitesse nominale

Ω : vitesse de référence
ψ_{nom} : Flux rotorique nominal
ψ_r : Flux rotorique de référence

Le principe de défluxage consiste à maintenir le flux rotorique constant et égal au flux nominal et en faisant varier sur une plage pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale.

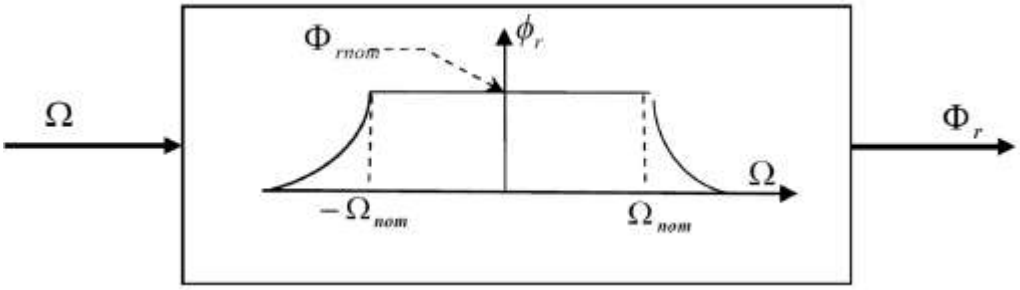


***Figure (II.6)*:** Bloque de défluxage

II.6-SYNTHESE DU REGULATEUR PI :

II.6.1-IINTRODUCTION

Pour l'obtention des performances exigées par le système de commande on ajoute à ce dernier des organes extérieurs appelés régulateurs, la qualité de régulation est assurée par ces derniers en fonction des lois de régulations qui relient mathématiquement leurs grandeurs de sortie et d'entrée.

II.6.2-Définition

De façon générale, un système physique régulé à une consigne Y*(s) doit maitriser au mieux sa sortie Y(s). [21]

Soit Y*(s) le signale de référence, et Y(s) le signale de sortie du système à contrôler, on peut représenter la régulation comme suite :

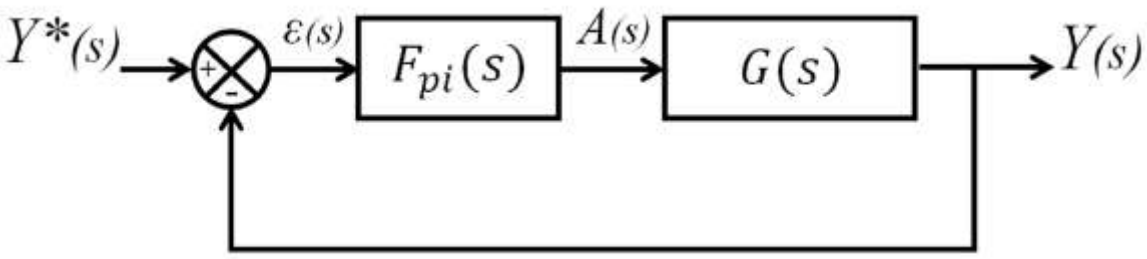


Figure (II.7): Régulation du système en boucle fermé

Avec :
$Kpi(s)$: Fonction de transfert du régulateur
$G(s)$: Fonction de transfert du système à réguler.

$\varepsilon(s)$: L'erreur de régulation.
$A(s)$: L'action du régulateur.

Dans le cas de notre étude on va utiliser des régulateur de type PI (Proportionnelle intégral), leur fonction de transfert est donnée par l'expression suivante :

$$F_{pi} = K_p + \frac{K_i}{S} \qquad (II.26)$$

Avec :
Kp *:* Gain proportionnelle.
Ki *:* Gain intégrale.

Action proportionnelle :

Si 'Kp' est grand, la correction est rapide, le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît, si 'Kp' est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

Action intégrale :

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne, tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action A(s) augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.6.3-Caractéristiques du régulateur La stabilité :

- **La stabilité :** Un système bouclé doit être stable, si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger, une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système a une instabilité.
- **La précision:** En régulation, la précision est obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.
- **La rapidité :** En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation), le temps de la réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.La fonction de Transfert du système en boucle ouverte est donnée comme suite :

$$H_{BO(s)} = F_{pi(s)}.H_{(s)} \qquad (II.27)$$

La fonction de Transfert du système en boucle fermée est donnée comme suite :

$$H_{BF(s)} = \frac{H_{BF(s)}}{1+H_{BF(s)}} = \frac{N(s)}{C(s)} \qquad (II.28)$$

Le dénominateur de cette fonction de transfert est nommé « l'équation caractéristique », c'est elle qui détermine le comportement de la réponse, elle peut s'écrire sous la forme suivante :

$$C(s) = s^2 + 2.\xi.\omega_0.s + {\omega_0}^2 \qquad (II.29)$$

Avec :
ξ: Coefficient d'amortissement, Imposé selon les conditions désirées.
ω_0 : Pulsation propre du système, $\omega_0 = \frac{3}{Tr\,2\%\xi.}$
$T_{r\,2\%}$: Temps de réponse a 2% imposé selon les conditions désirées.

II.6.4-REGULATION DE LA VITESSE :

Le schéma de régulation en cascade retenu nécessite, pour un bon fonctionnement, que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe. Dans notre cas, le régulateur de vitesse est sollicité toutes les 1ms alors que les boucles de courant le sont toutes les $100\mu s$.Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant i_{qs}plutôt que par une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant)i_{ds}.

La fonction de transfert du mode mécanique est la suivante :

$$G_v(S) = \frac{1}{f_r}\frac{1}{(1+\tau_m s)} \qquad (II.30)$$

Elle est de premier ordre tel que$\frac{1}{f_r}$ représente le gain et $T_m = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps, donc on choisit une période d'échantillonnage inférieur à la moitié de cette constante.$T_{ev} < \frac{T_m}{2}$; Ensuite on déduit la fonction de transfert équivalente en discret :

$$\mathrm{G_v}(\mathrm{q^{-1}}) = \frac{\mathrm{B_v}(\mathrm{q^{-1}})}{\mathrm{A_{vi}}(\mathrm{q^{-1}})} = \frac{b_v q^{-1}}{1+a_v q^{-1}} \qquad (II.31)$$

Avec :

$$\begin{cases} b_v = \frac{1}{fr}\left[1 - e^{-\frac{T_{ev}}{T_m}}\right] \\ a_v = -e^{-\frac{T_{ev}}{T_m}} \end{cases} \qquad (II.32)$$

Finalement on calcul les paramètres du régulateur. Le schéma bloc de régulation de la vitesse est le suivant :

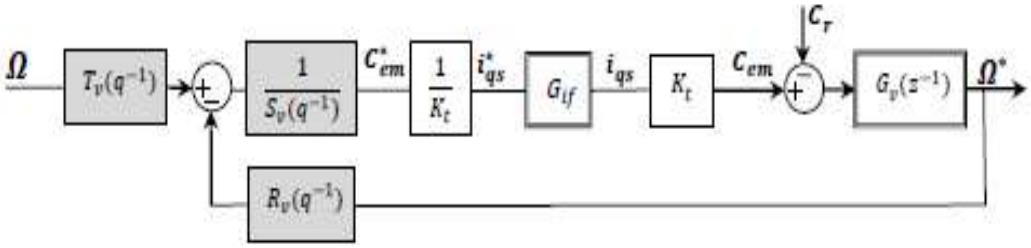


Figure *(II.8)*: Boucle de régulation de la vitesse

II.6.5-REGULATION DES COURANTS :

Partant du système d'équation (II. 30) ;on utilise la meme fonction de transfert pour traiter l'axe direct « d » et l'axe « q » en quadrature. Cette transmittance met en jeu des tensions V_{ds1}, V_{qs1} en fonction des courants direct et en quadrature I_{ds}, I_{qs} respectivement.

$$G_i(s) = \frac{1}{R_s}.\frac{1}{(1+\sigma T_s)} \qquad (II.33)$$

Elle est de premier ordre, $\frac{1}{R_s}$ représente le gain et $\sigma T_s = \sigma \frac{L_s}{R_s}$ c'est la constante du temps, et selon le théorème de Shannon la période d'échantillonnage doit être choisi inférieur à la moitié de cette constante. $T_{ei} < \frac{\sigma T_s}{2}$

La fonction de transfert discrétisée s'écrit comme suit :

$$G_i(q^{-1}) = \frac{B_i(q^{-1})}{A_i(q^{-1})} = \frac{b_i q^{-1}}{1+a_i q^{-1}} \qquad (II.34)$$

Avec :

$$\begin{cases} b_i = \frac{1}{R_s}\left[1 - e^{-\frac{T_{ei}}{\sigma T_s}}\right] \\ a_i = -e^{-\frac{T_{ei}}{\sigma T_s}} \end{cases} \qquad (II.35)$$

On aboutit alors au schéma bloc simple de régulation du courant, il est identique pour les deux axes figure (2.)

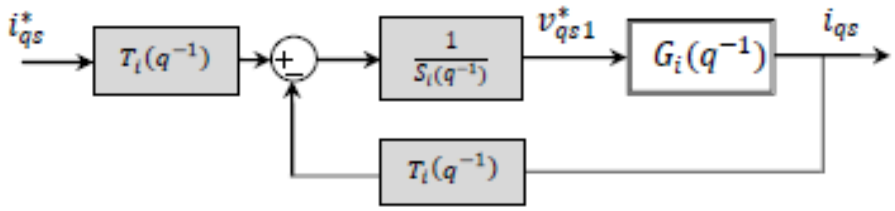


Figure (II.9): Boucle de régulation de courant i_{qs}

A partir de la fonction de transfert en boucle fermée$G_{if}(q^{-1})$, le calcul des paramètres du régulateur RST se fait selon des spécifications désirées, tel que

$$G_{if}(q^{-1}) = \frac{B_i(q^{-1})R_i(q^{-1})}{A_i(q^{-1})S_i(q^{-1})+B_i(q^{-1})R_i(q^{-1})} \qquad (II.36)$$

Suivant la figure (II.9), pour un amortissement$ksi = \frac{1}{\sqrt{2}}$, lors d'un échelon sur la consigne on a un dépassement de 4.82% et un temps de monté vaut 2.2ms, nous obtenons une marge de gain près de 26.2dB et une marge de phase de 153°.

Les boucles de courant jouent un rôle primordial, puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel, elles grandissent les protections nécessaires à l'ensemble convertisseur-machine.

Ainsi si on introduit des limitations sur les références de courants i_{ds}^{*}, i_{qs}^{*}cela assure la maitrise des courants même s'il apparait un problème sur les boucles de régulation externes.

II.6.6-Régulation de la vitesse

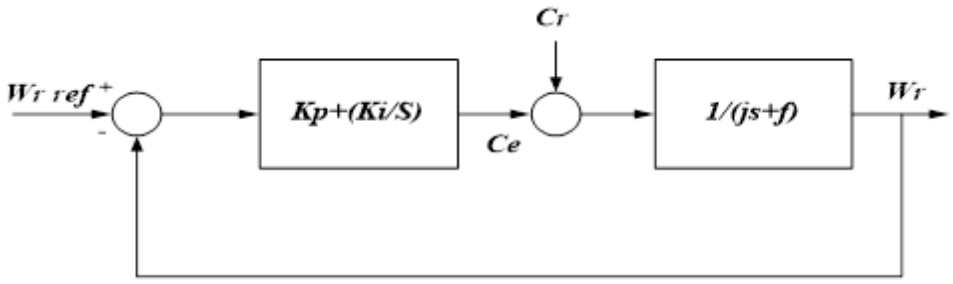


Figure (II.10): Schéma du régulateur de la vitesse

II.7-SIMULATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECT

Le block suivant montre le modèle de la CVFOR sur Simulink.

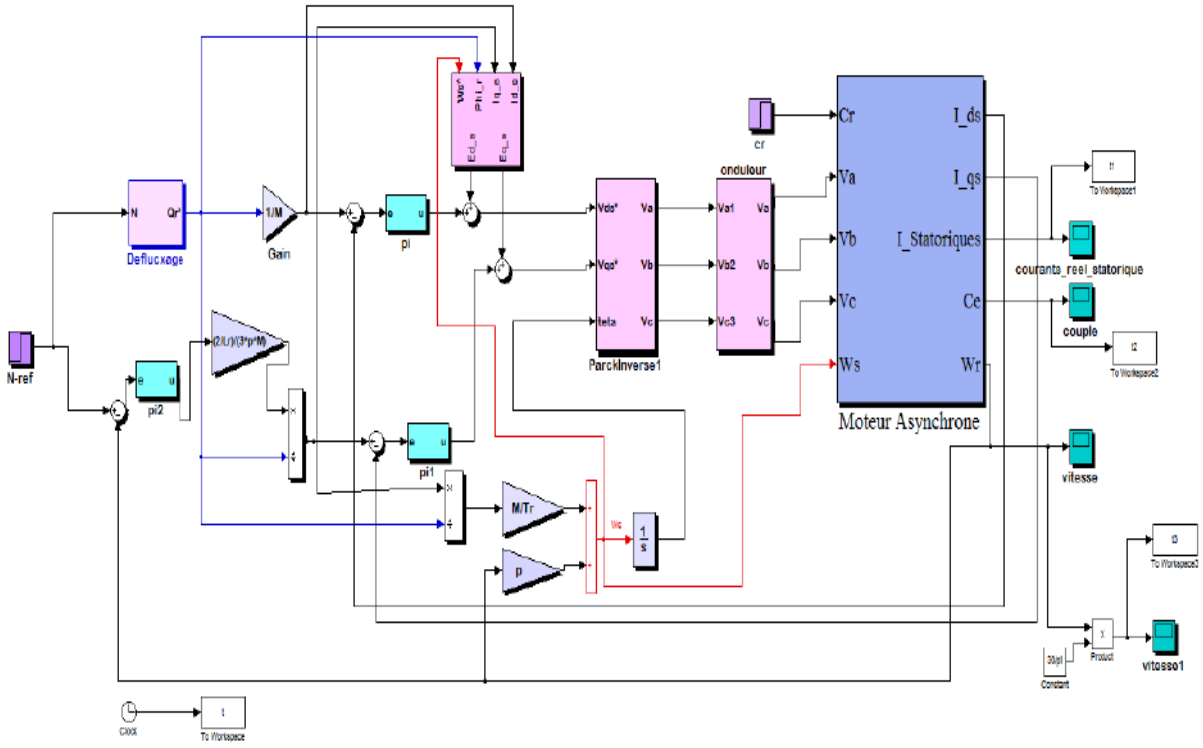


Figure (II.11): Schéma block de notre simulation CVI sous SIMULINK

II.7.1. PROFILS DE POURSUITE ET DE REGULATION

Dans le présent chapitre, ces simulations ont trois motivations principales :

- L'examen des performances de l'association, faite entre le moteur asynchrone, son onduleur et la commande vectorielle indirecte, sur des trajectoires de vitesse prédéfinies ;
- L'analyse du comportement du processus à commander face aux variations des conditions de fonctionnement (changement de charge) ;
- La vérification de la robustesse vis à vis des variations paramétriques du moteur, et plus particulièrement celles de la résistance rotorique.

Un filtre destiné à protéger le système est introduit au niveau des consignes de vitesse afin d'adoucir les commandes lors des régimes transitoires.

Nous proposons aussi deux catégories de benchmarks. L'une pour l'analyse des performances en poursuite pour différentes consignes de vitesse : Une consigne rectangulaire faite d'échelon de 1400tr/min au démarrage, un autre échelon de 1000tr/min à l'instant t=5s.

Ensuite, on descend à la vitesse 500tr/min à l'instant t=12.5s suivi par une inversion du sens de rotation à l'instant t = 19.5s avec une vitesse de -500tr/min, on revient après à la vitesse nulle à l'instant t=23.5s.

Pour l'autre, on va appliquer deux couples résistants de valeur 20N.m aux instants t=2s et t=3.75s avec la consigne de vitesse rectangulaire.

II.7.2-Résultats de la simulation

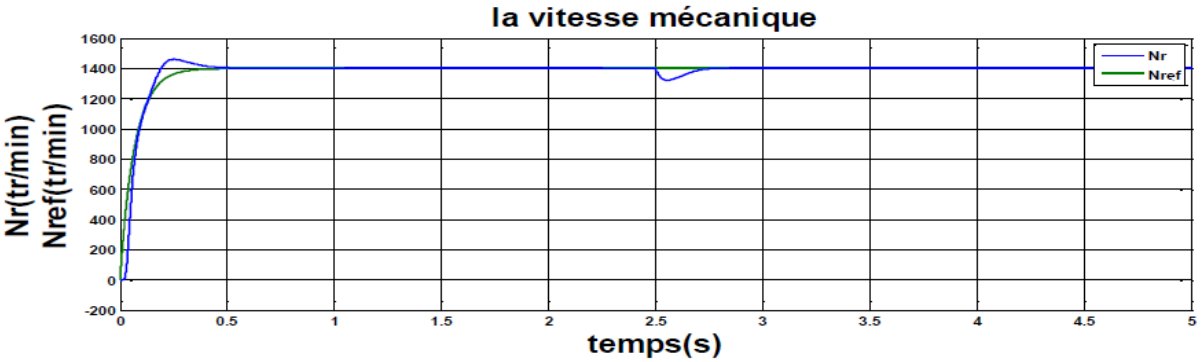
Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation réalisés, pour le moteur asynchrone et l'onduleur équipés de la commande vectorielle indirect développée dans le présent chapitre.

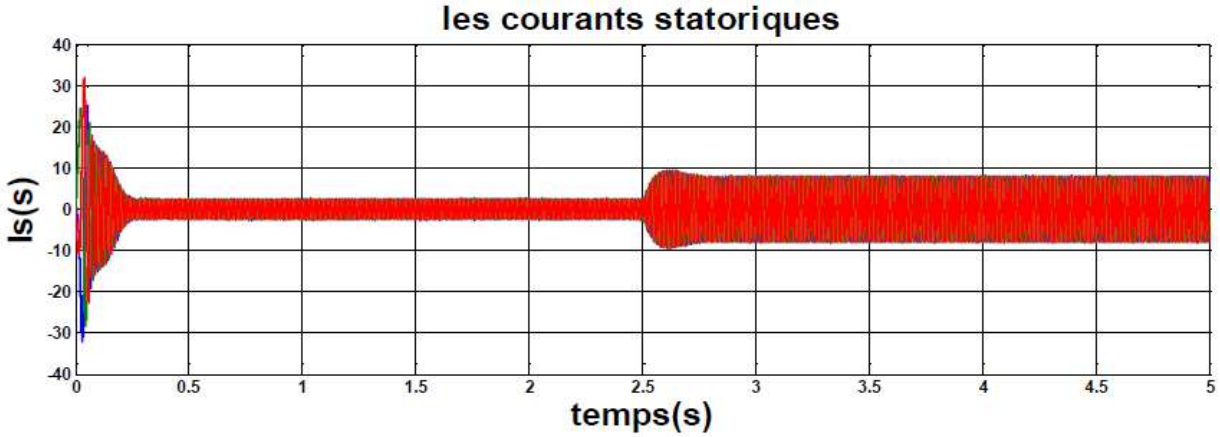
II.7.2.1 RESULTAT DE LA SIMULATION :

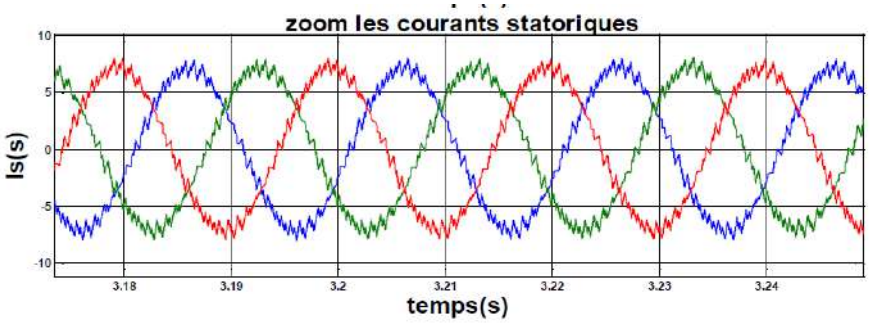
Les résultats obtenus pour les différents tests de simulation réalisés, pour le moteur asynchrone et l'onduleur équipés de la commande vectorielle indirect développée dans le présent chapitre.

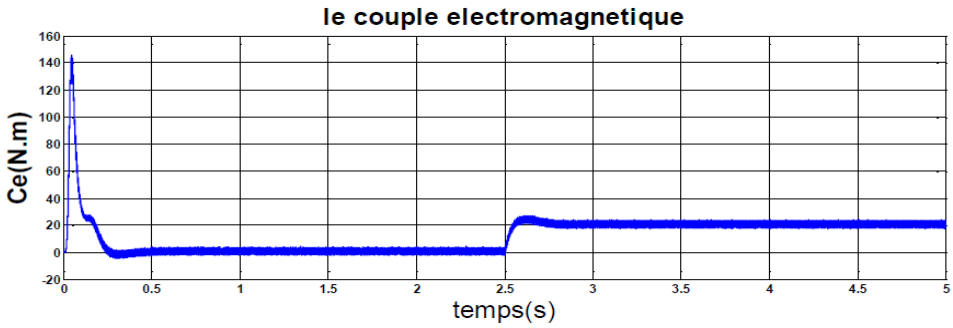
Pour l'association MAS + Onduleur commandé par la CVI :

- ✓ **Pour une vitesse de référence $N'ref = 1410tr/min$**









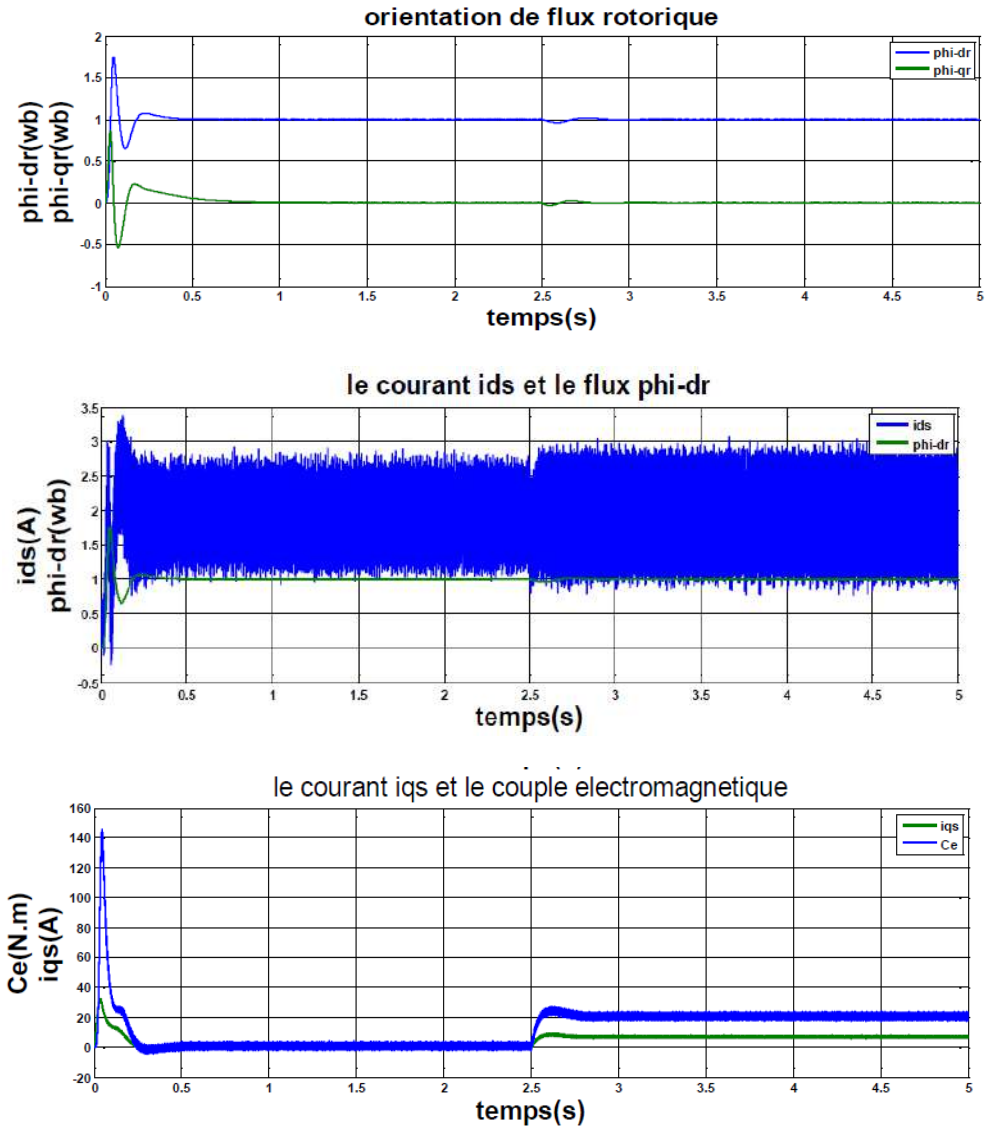
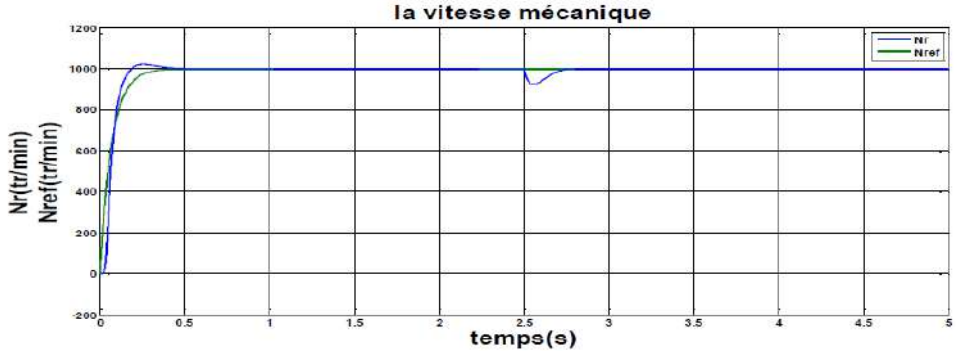
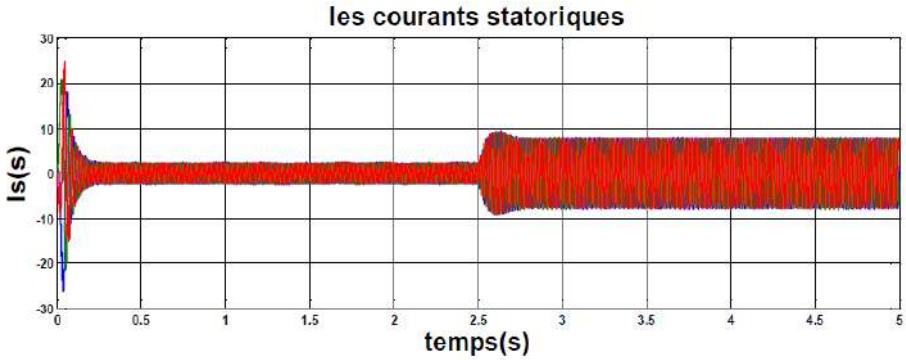
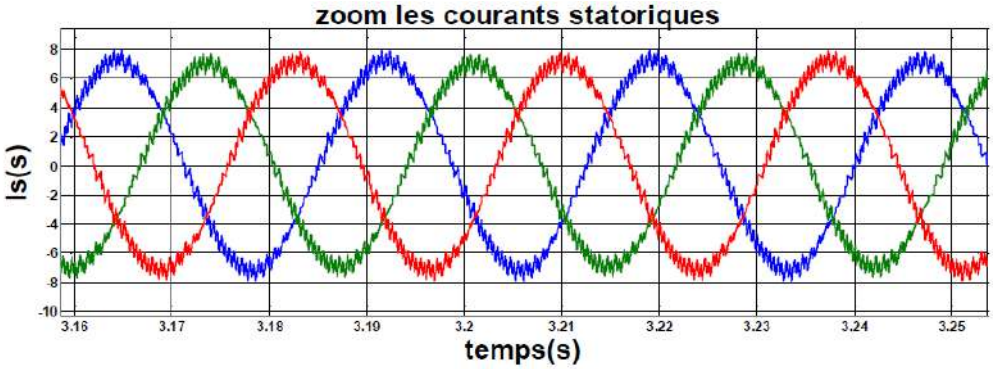


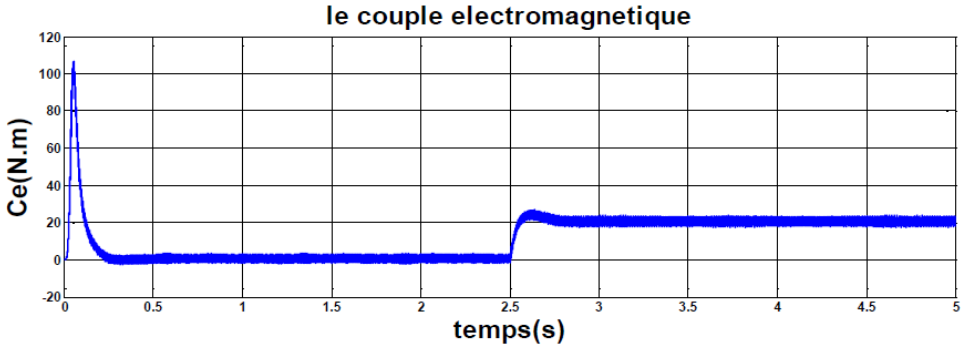
Figure (II.12): Réponse de la commande vectorielle de la MAS

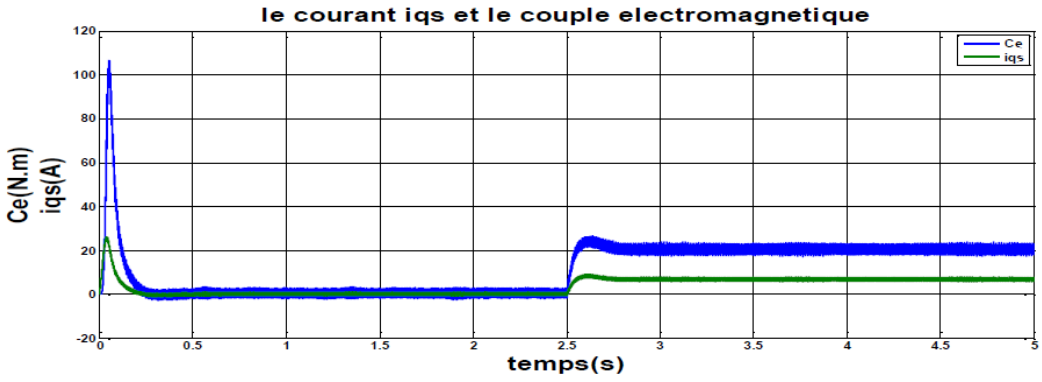
❖ **Pour une vitesse de référence $Nref = 1000tr/min$**




les courants statoriques
Is(s)
temps(s)


zoom les courants statoriques
Is(s)
temps(s)


le couple electromagnetique
Ce(N.m)
temps(s)


le courant iqs et le couple electromagnetique
Ce
iqs
Ce(N.m)
iqs(A)
temps(s)

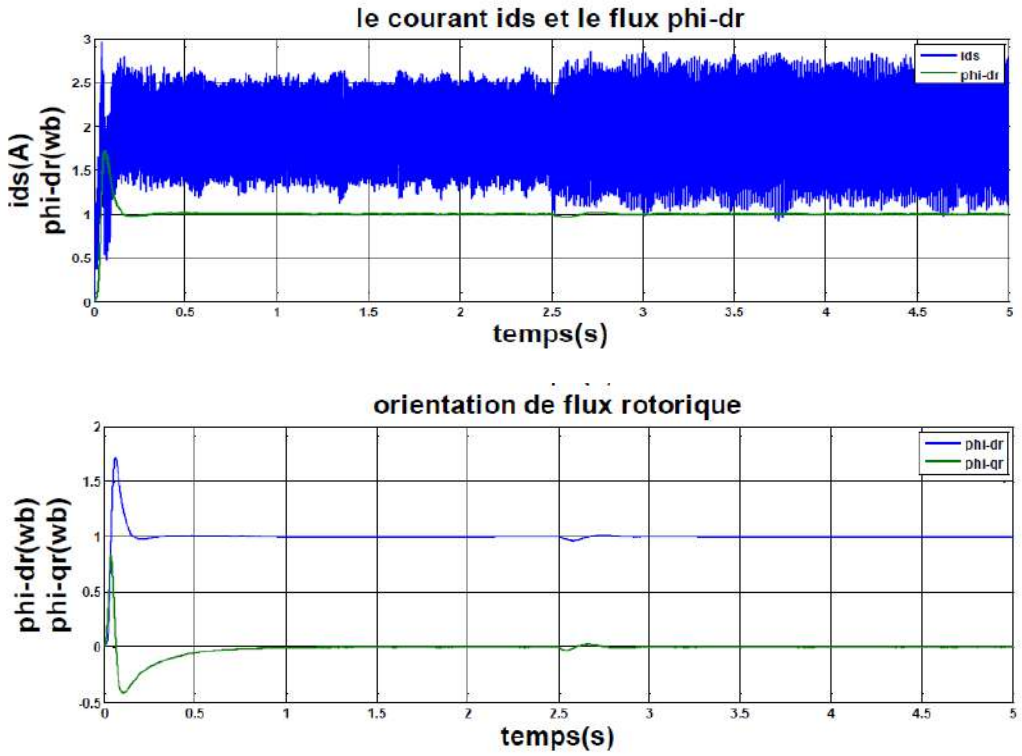
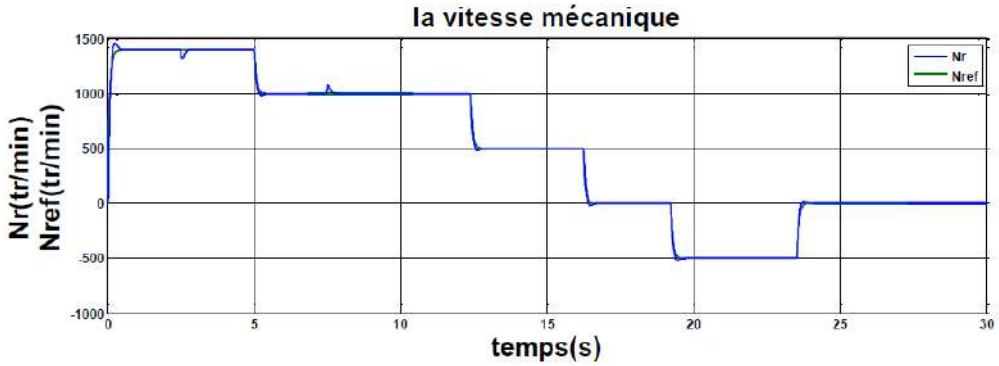
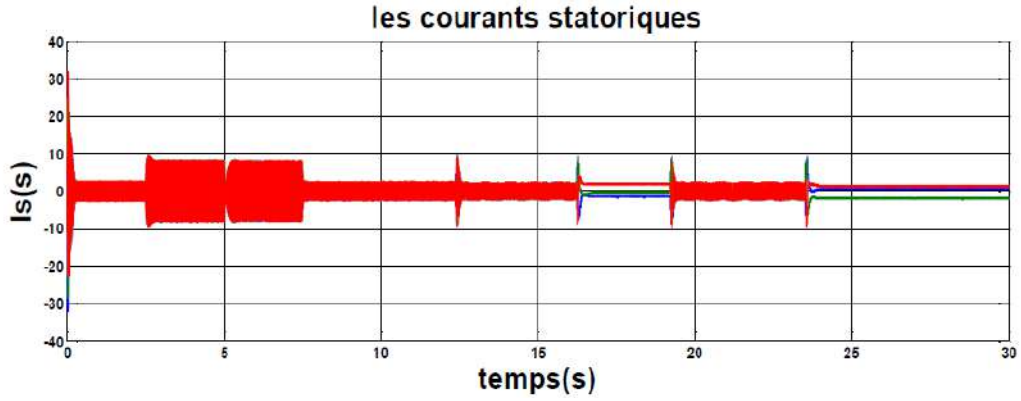


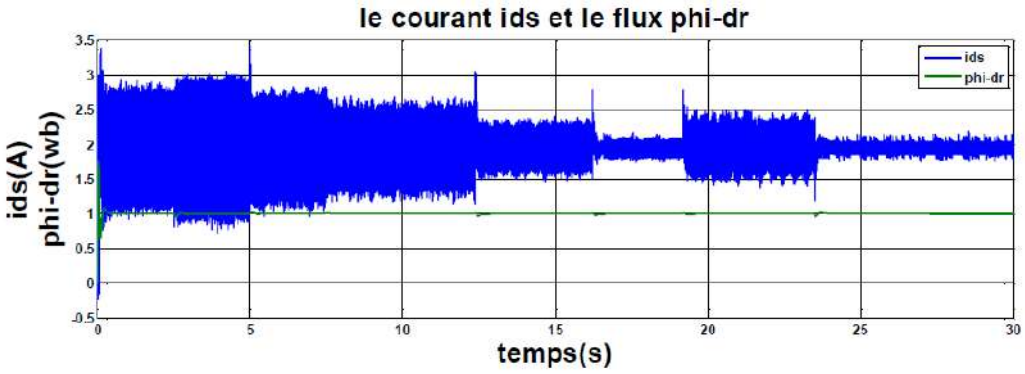
Figure (II.13): Réponse de la commande vectorielle de la MAS

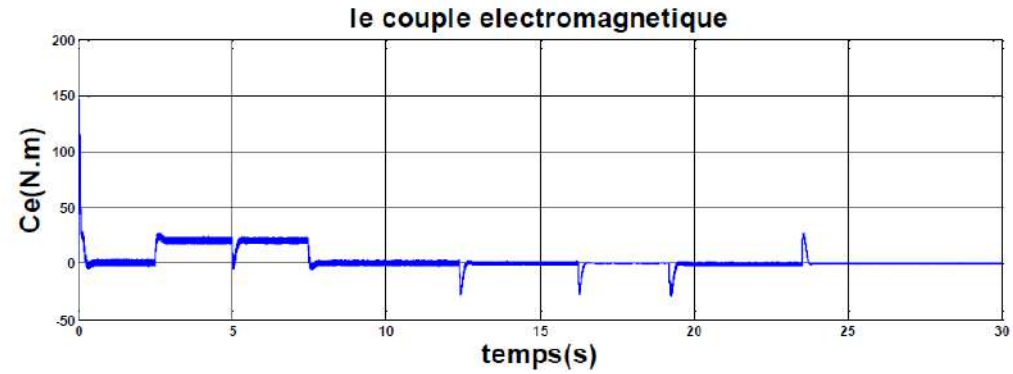
❖ Application de la variation de vitesse

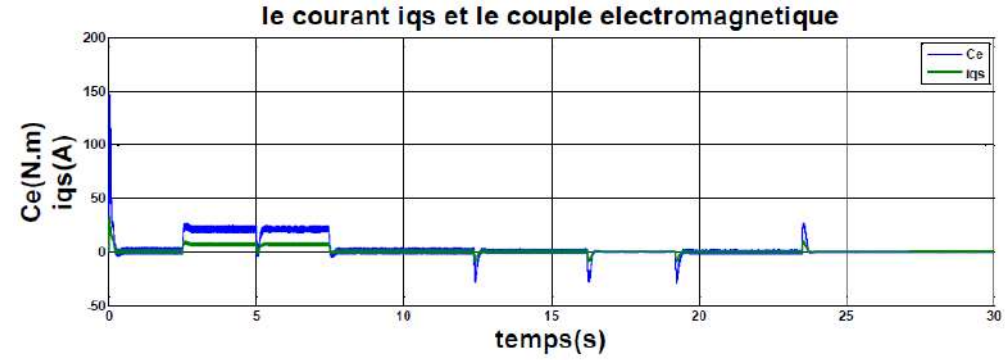
Afin de tester la robustesse de la commande vecorielle appliquée au moteur asynchrone, on a appliquer un benchmark sous forme de variation de vitesse avec application de charge, ensuite on procède a l'inversion de sens de cette dernière pour qu'au final on revient au point nul.




les courants statoriques
Is(s)
temps(s)


le courant ids et le flux phi-dr
ids
phi-dr
ids(A)
phi-dr(wb)
temps(s)


le couple electromagnetique
Ce(N.m)
temps(s)


le courant iqs et le couple electromagnetique
Ce
iqs
Ce(N.m)
iqs(A)
temps(s)

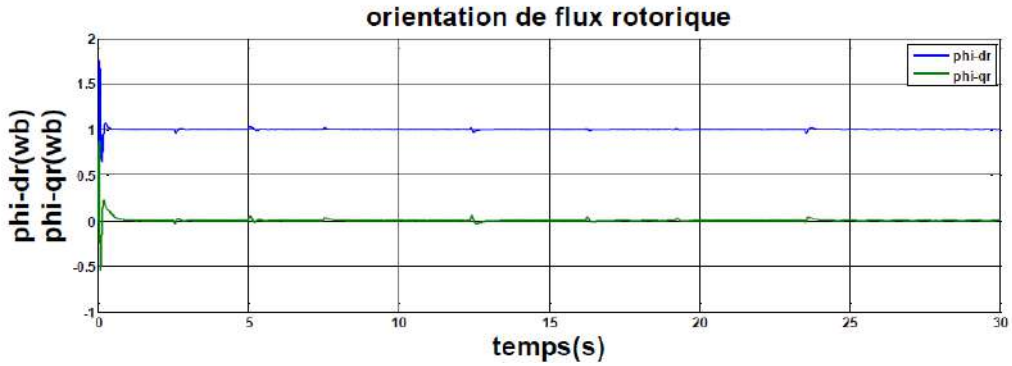


Figure (III.14) : Résultats de l'application d'un Benchmark

II.7.3-Interprétations des résultats

Les figures (II.11) et (II.12) qui sont la réponse de la commande vectorielle de la MAS pour deux différentes vitesses de référence $Nref$ = 1410tr/min et $Nref$ = 1000tr/min, montrent qu'une bonne poursuite est obtenue lors du démmarage, cette dernière suit parfaitement sa consigne sans dépassement et de façon rapide jusqu'à l'instant t=1s où on applique un couple resistant de valeur 20$N.\ m$ qui se traduit par une diminution de la vitesse (freinage de la machine) car un appel de courant a était fait,également le flux rotorique subit une baisse, cette perturbation va vite se règler.

En ce qui concerne le couple, lors du démarrage on voit quelques petites oscillations mais qui vont disparaitre au bout de quelques mili-secondes ce qui est normal chose qui explique le découplage naturel existant entre le flux et le couple. Les résultats obtenus pour la variation de la vitesse, la figure *(II.13)* montre que cette dernière entraine une variation de la fréquence statorique influant au passage les courants, les flux, et le couple electromagnétique.

On remarque une rssemblance entre la composante directe du courant statorique et celle du flux rotorique et une autre entre la composante en quadrature du courant et le couple électromagnétique ; cette ressemblance traduit le découplage de la machine.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste, le couple subit un pic de transition lors du passage d'un mode a l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.

De ce fait, on peut dire que notre commande vectorielle nous a permit de bien commander notre moteur en eliminant les perturbations et que les performances de la boucle de régulation de la vitesse sont satisfaisantes dont le temps de montée est acceptable.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, la modélisation et la simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone sont présentées. Cette commande permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à la machine à courant continue à excitation séparée, ceci est traduit par un découplage entre le contrôle du flux rotorique et celui du couple électromagnétique.

Les résultats de la simulation nous conduisent à dire que la machine asynchrone commandée par orientation du flux rotorique constitue un véritable variateur électronique de vitesse [15]. Ces derniers montrent aussi que la commande proposée est robuste vis-à-vis des variations de la vitesse et de la charge. Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé par la variation des paramètres liés à la température (résistance rotorique). Ceci est dû aux régulateurs classiques qui sont dimensionnés par les paramètres initiaux de la machine. Mais globalement on peut dire que cette commande présente des résultats très satisfaisante avec une bonne dynamique de poursuite, ainsi qu'un rejet acceptable de la perturbation.

La boucle de commande de la machine asynchrone avec tous ses éléments nécessite une programmation, il faut utiliser une carte performante qui traduit en temps réel notre programme.

Chapitre III

Variations Paramétriques

III.1-Introduction :

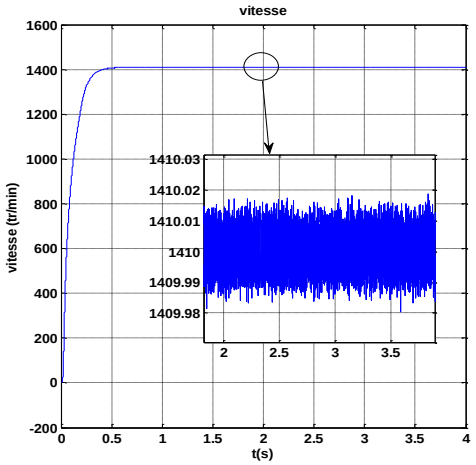
D'après l'étude théorique de la modélisation de notre système motionne au chapitre I aussi l'étude théorique de la commande vectorielle de la MAS avec le résultat de simulation, au chapitre II, ce chapitre sera s'intéresse par la simulation de la commande vectorielle d'un MAS avec les variations paramétrique au moment (t=2s).

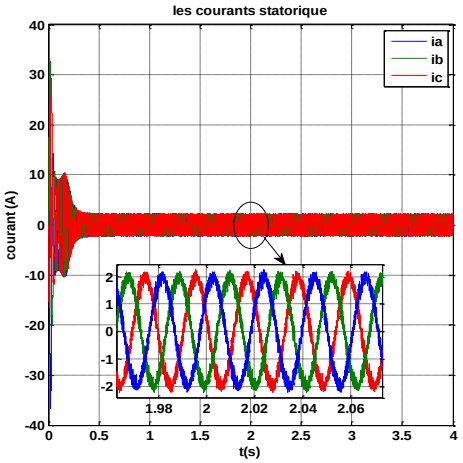
Afin d'étudier l'influence des variations paramétriques sur le comportement de la MAS, une fois nous allons augmenter (50%) de la valeur variée et une autre fois nous allons diminuer (-50%), ce variation paramétriques représentent comme suite :

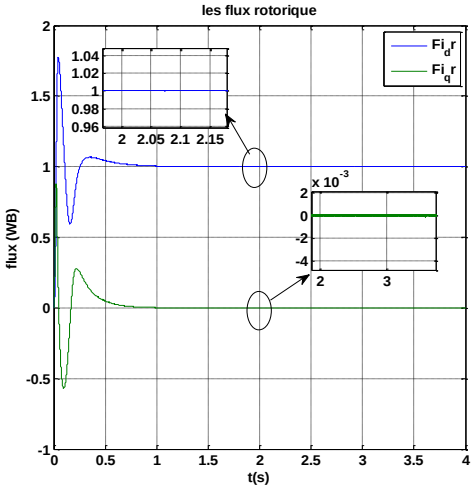
1. Les variations des paramètres électrique : Rs, Rr, Ls, Lr, M individuellement et Ls, Lr, M varient ensemble aussi les touts paramétrique varient ensemble.
2. Les variations des paramètres mécanique : J, fr, individuellement et aussi les deux paramétrique varient ensemble.
3. Nous allons variées le paramètre électrique avec Les paramètre mécanique ensemble.

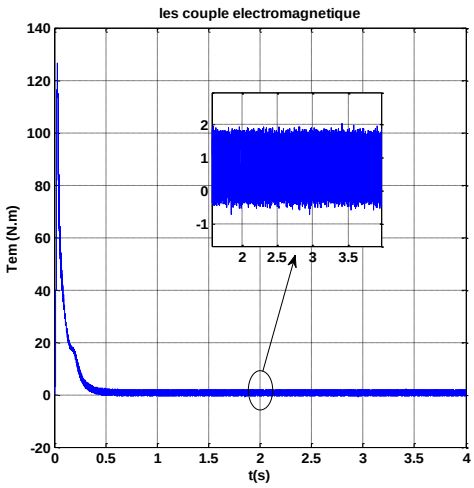
III.2. les variations paramétriques des constants électriques :

III.2.1. Etude de la variation Résistance statorique (Rs)









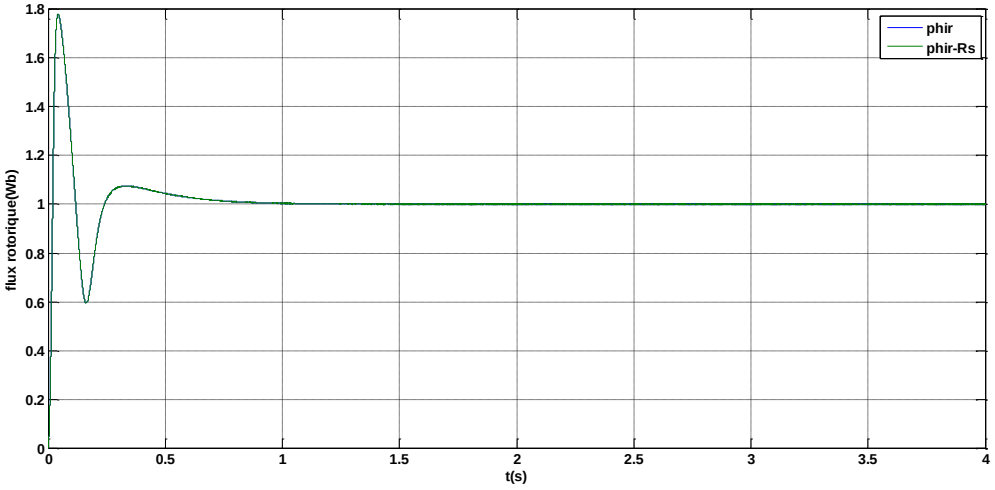
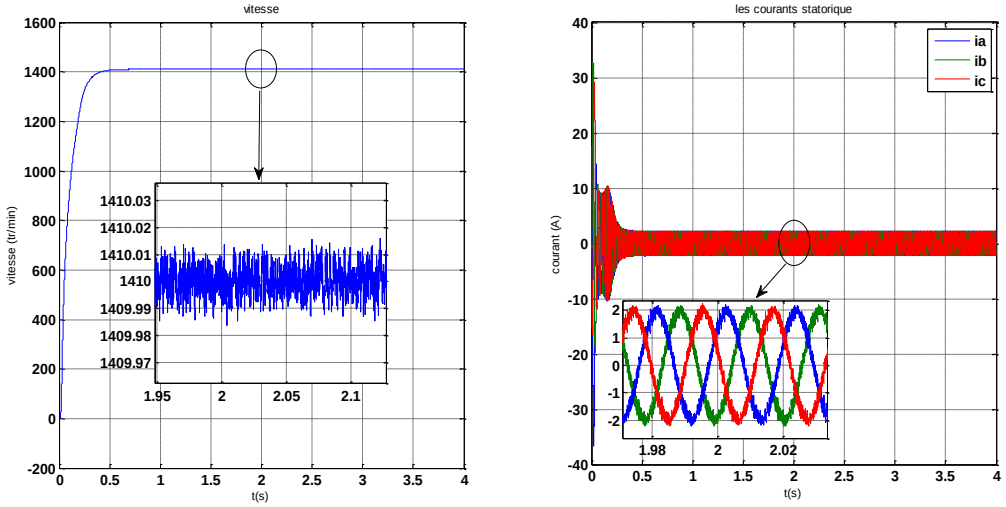


Fig.III.1 : Résultats de simulation lors de la variation de Rs (+50%)

Fig.III.1 Représente l'influence de la résistance statorique (Rs) sur le comportement de la machine, nous somme constatés que après faire les variations de Rs (+50%) il n'existe pas aucune variation sur la vitesse, courant statorique, flux rotorique et le couple électromagnétique, et lors de la collecte Fds et Fqs nous avons remarque qu'apres la variation en Rs (+50%) ce le nous pouvoir voir l'inchangée durant est le principe du découplage de la commande vectorielle comme illustre dans le (Fig. II.1.e) .



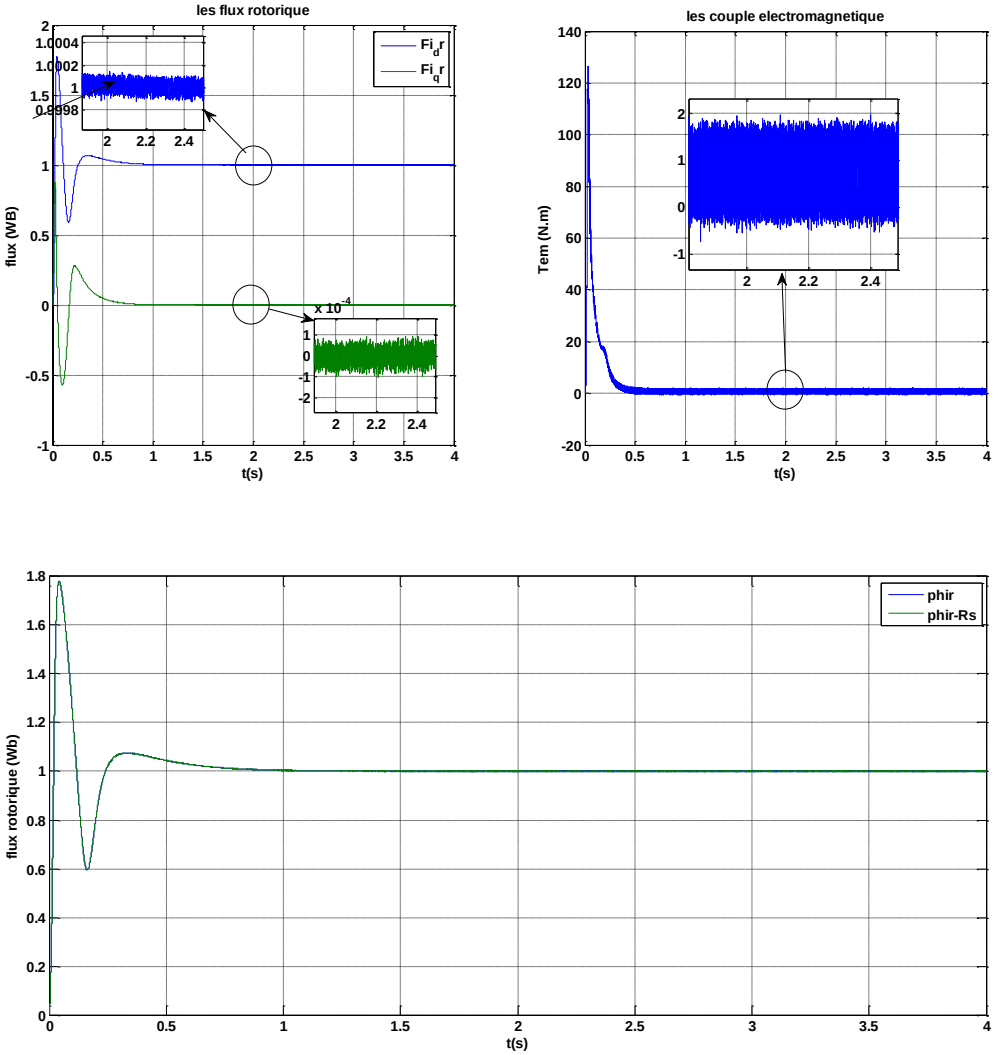


Fig.III.2: Résultats de simulation lors de la variation de Rs (-50%)

Fig.III.2 le même comportement de la machine reste inchangée lors le diminution (-50%) de la valeur Rs.

III.2.2. Etude de la variation Résistance rotorique (Rr) :

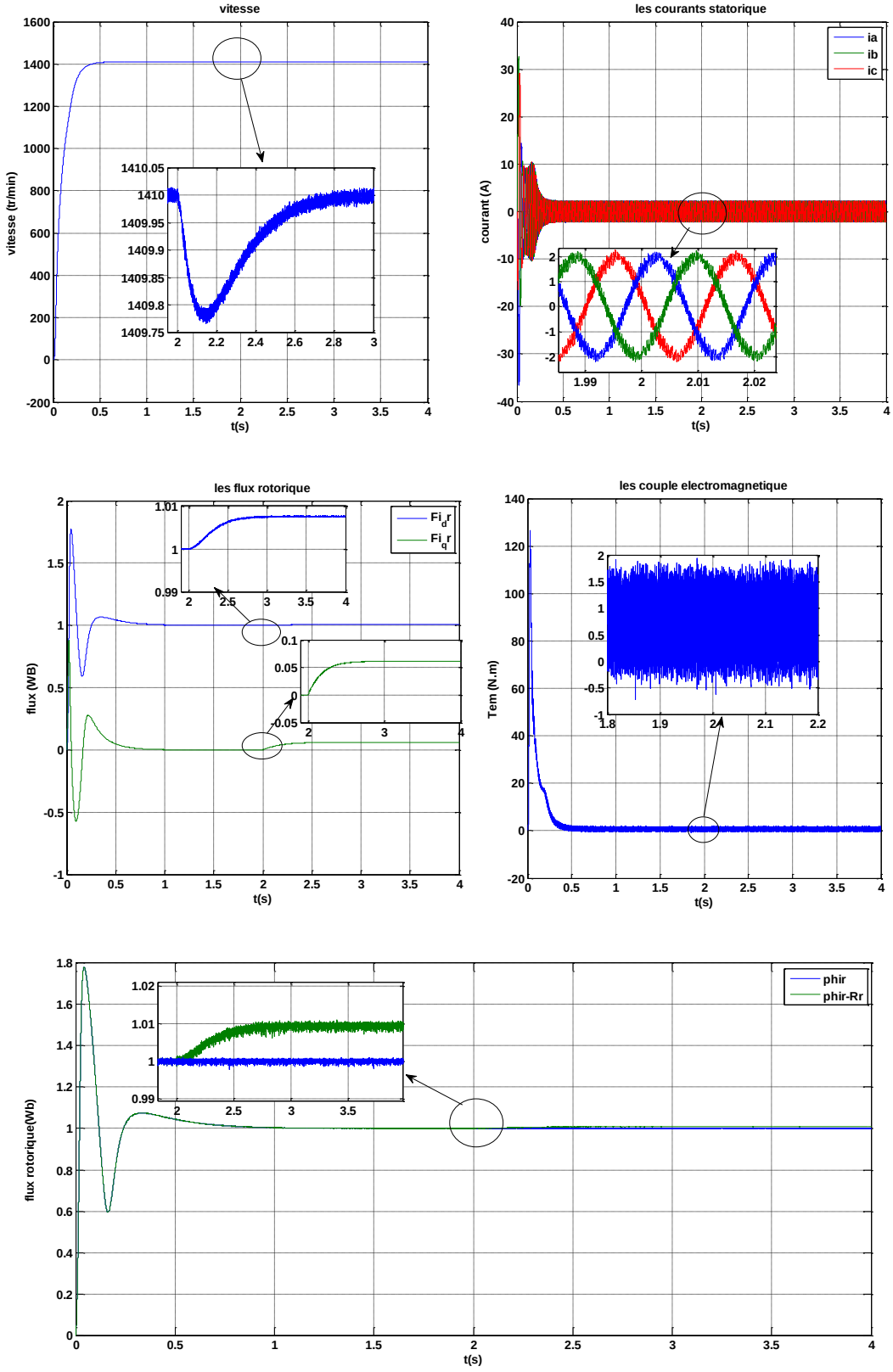


Fig.III.3 : Résultats de simulation lors de la variation de la Rr (+50%)

Fig.III.3 illustre la variation de Rr (+50%) il ya une petite variation inconsedirable sur le comportement de la machine , mais il existe une petite variation inconsedirable sur le flux rotorique .

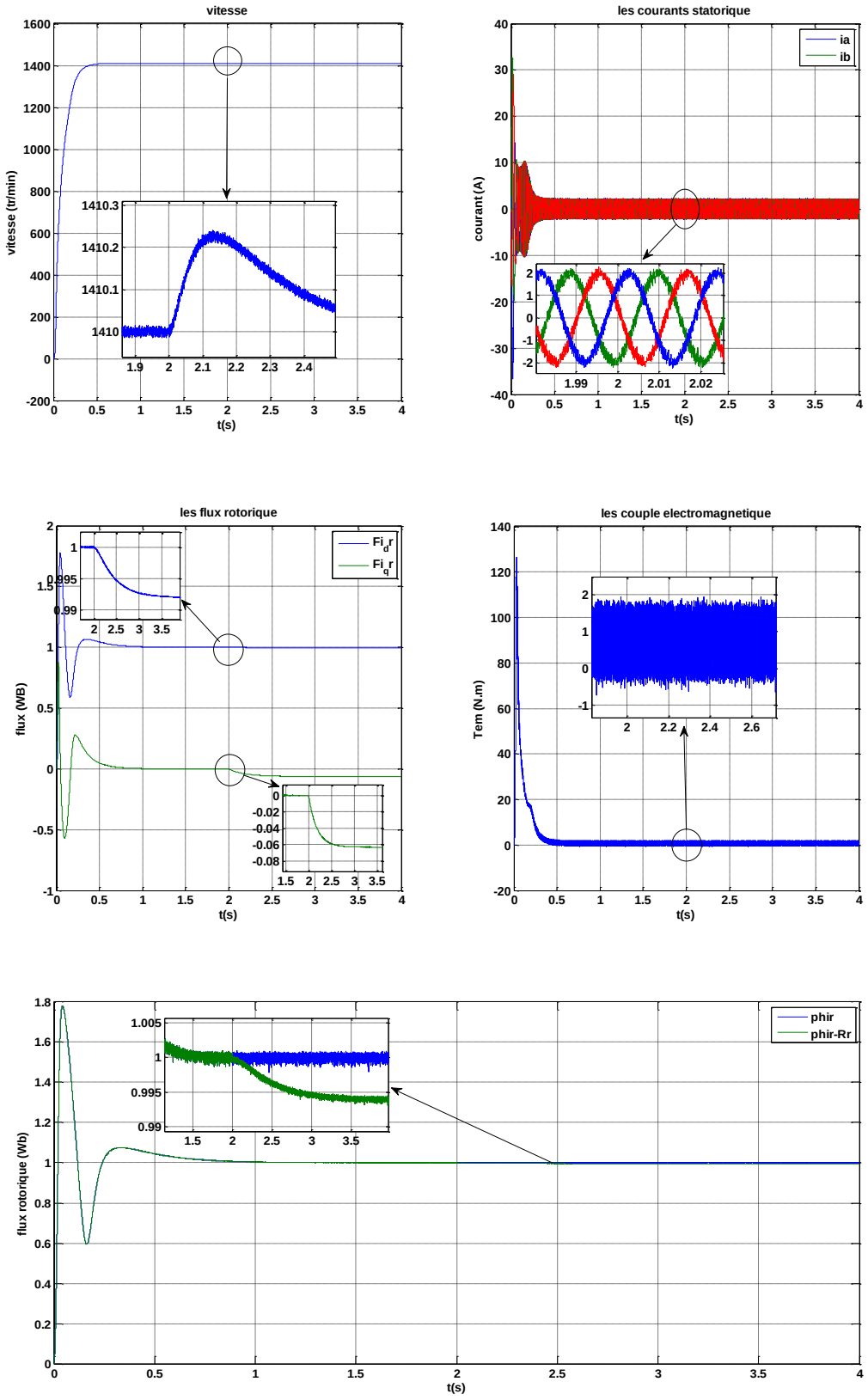
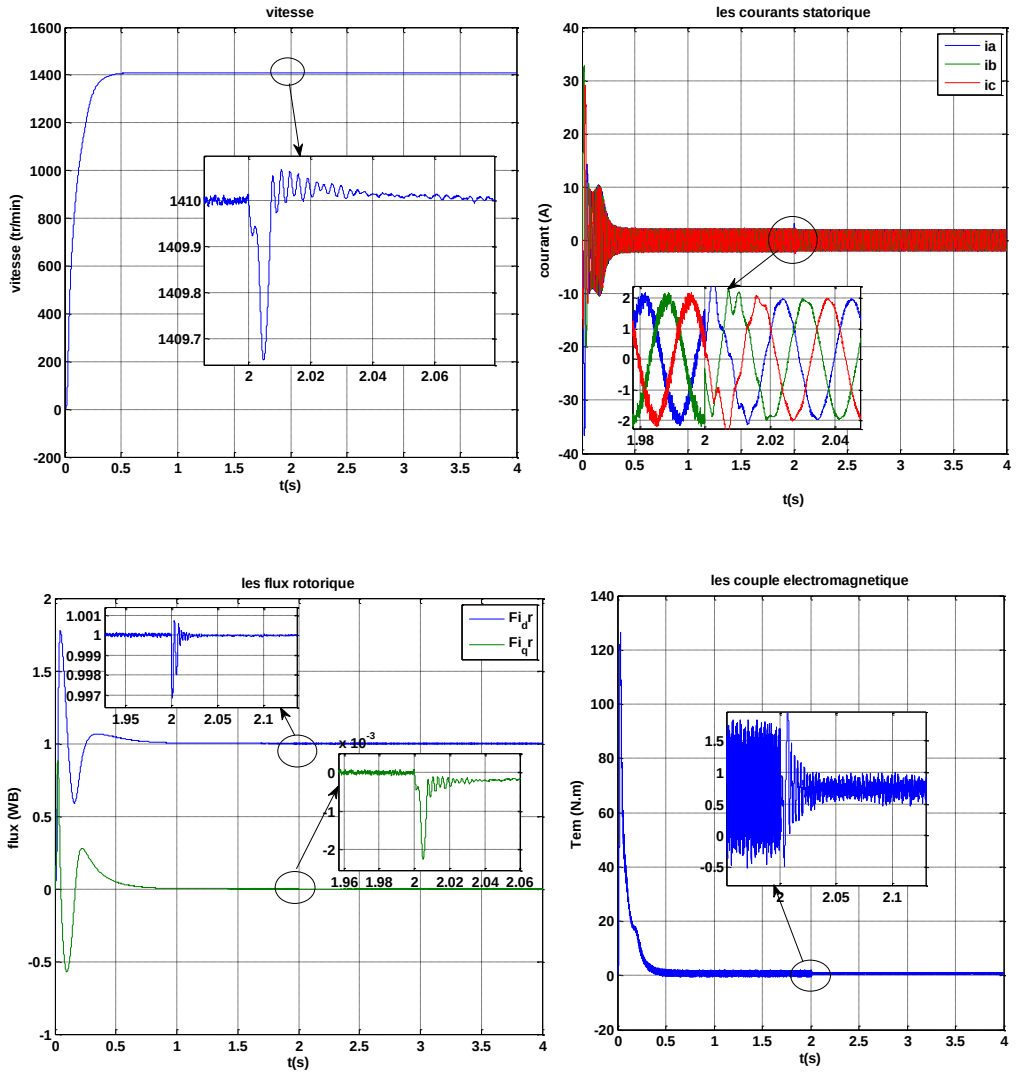


Fig.III.4 : Résultats de simulation lors de la variation de la Rr (-50%)

Fig.III.4 : Représente l'influence de la résistance Rotorique (Rr) lors de variation

Rr(-50%) sur le comportement de la machine, nous somme trouvé la même variation inversé lors augmenté (+50%)

III.2.3. étude de la variation l'inductance propre d'une phase statorique (Ls)



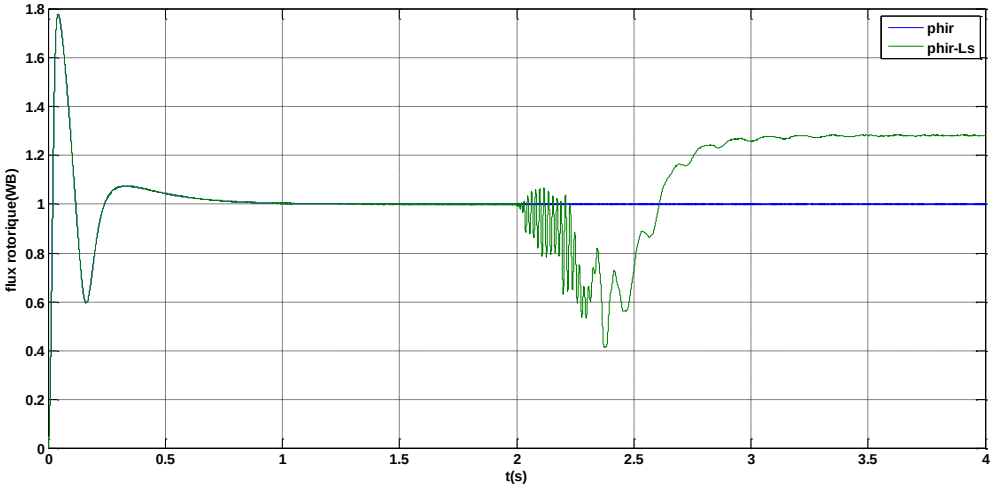
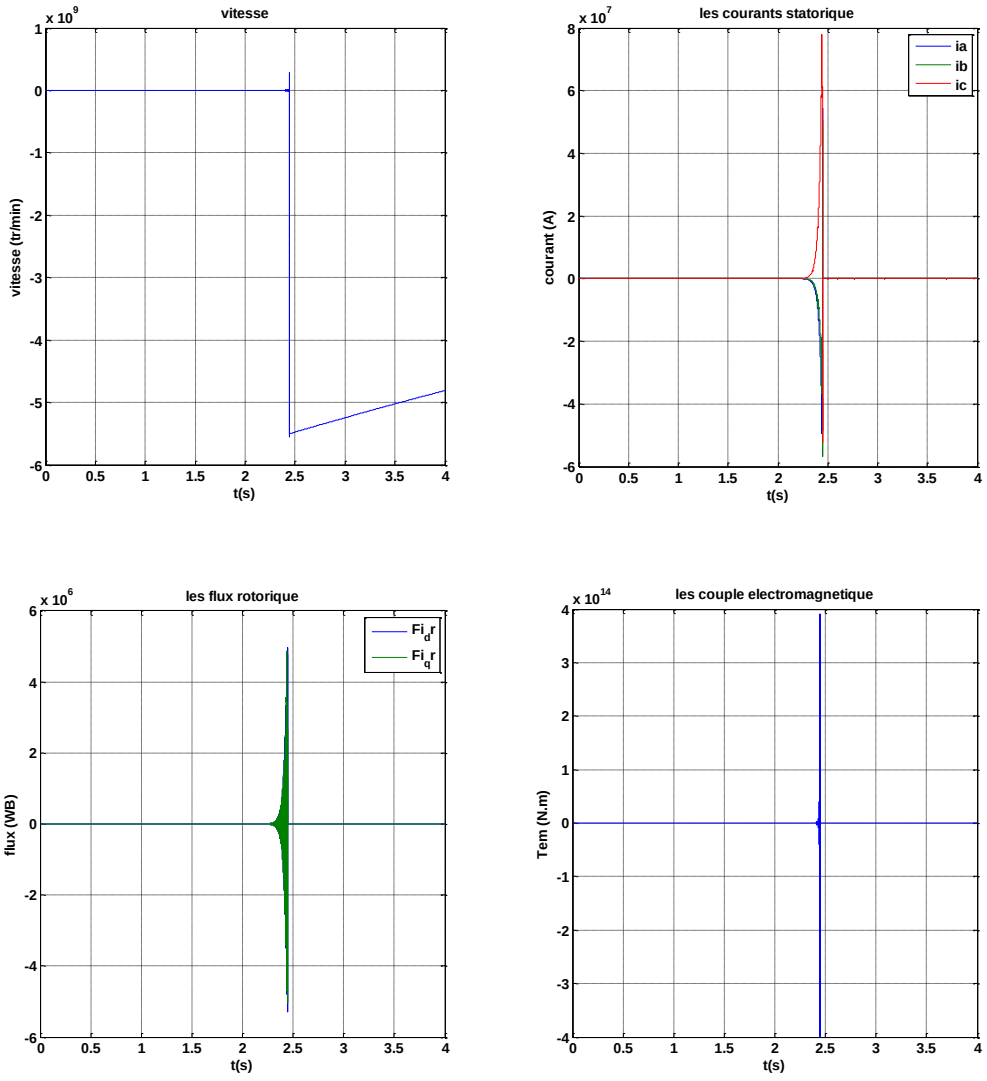


Fig.III.5 : Résultats de simulation lors de la variation Ls (+50%)

Figure.III.5 Représente la variation de l'inductance Ls (+50%) et nous ont notés que Ls joue comme filtre de courant (Fig.III.5.d) mais nous somme constaté éliminer de la principe de CV. Comme il au représenté dans le (Fig.III.5.e)



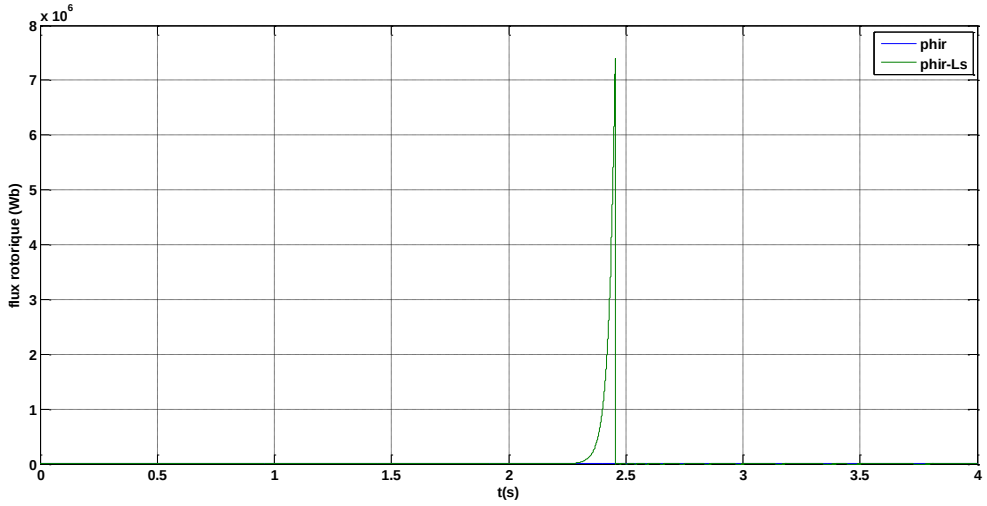
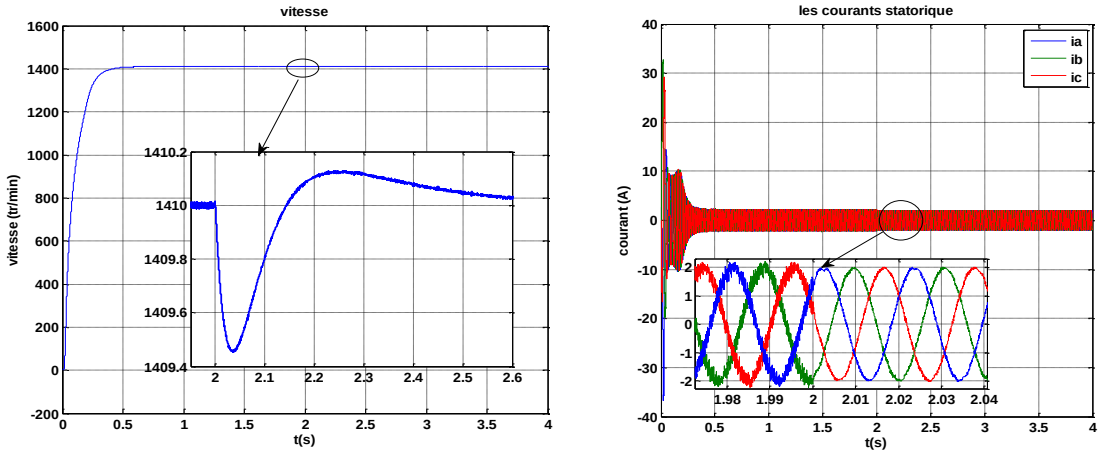


Fig.III.6 : Résultats de simulation lors de la variation Ls (-50%)

Fig.III.6 Nous somme trouvé que la machine s'arrête et leur vitesse, couple électromagnétique, flux rotorique et les courant statorique s'nulle Ce la traduise la relation mathématique de Ls directe par Ws, (Ldids/dt), et par Fqr voir équation (II.19).

III.2.4. étude de la variation l'inductance propre cyclique d'une phase rotor(Lr)



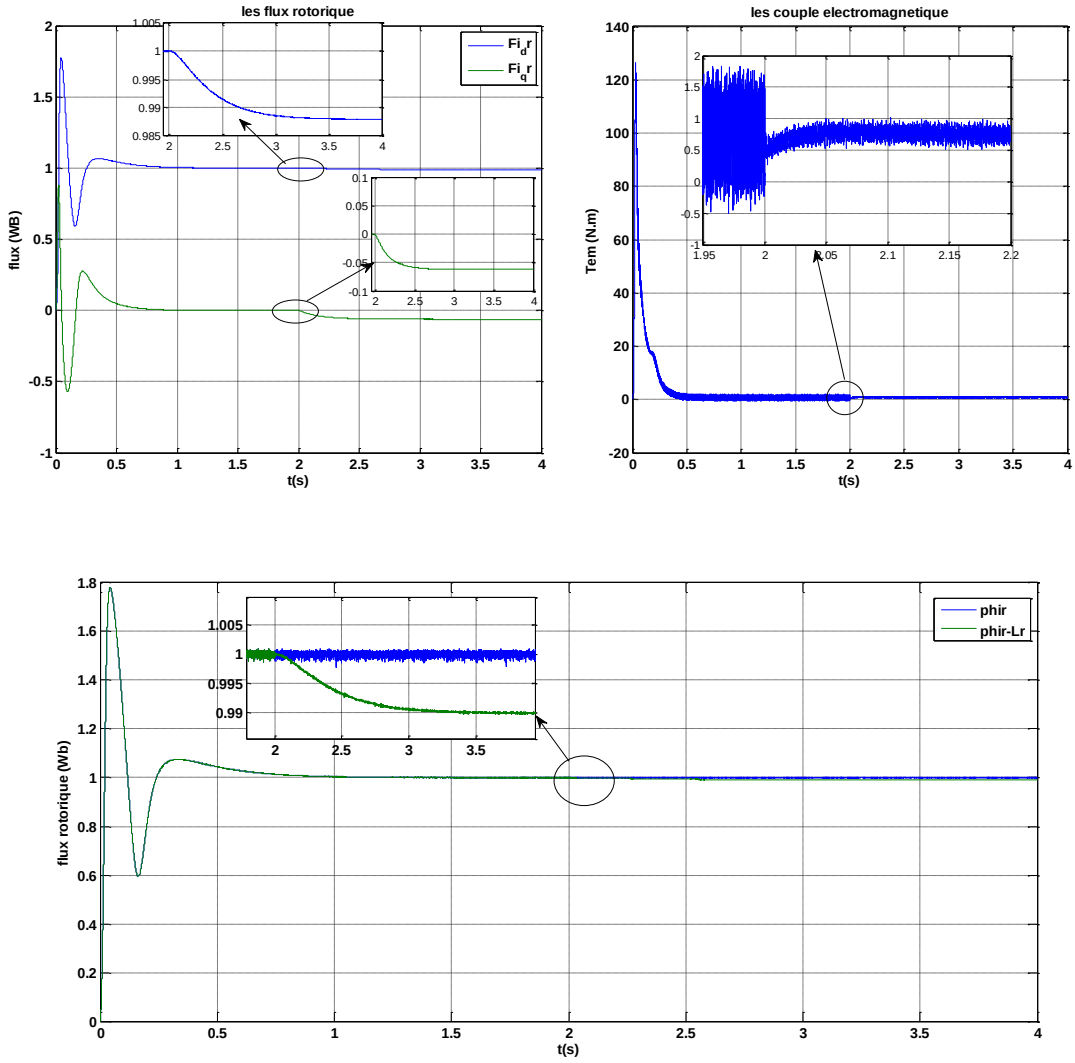
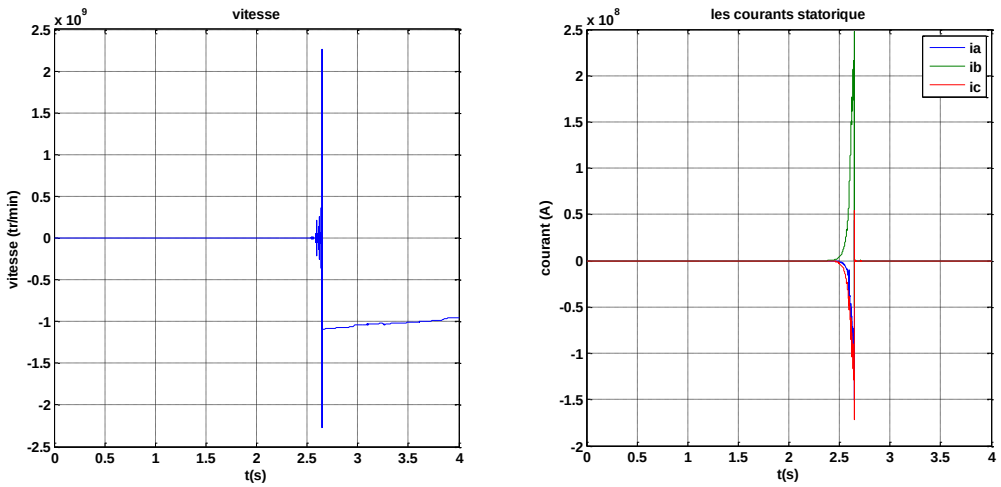


Fig.III.7 : Résultats de simulation lors de la variation de Lr (+50%)

Fig.III.7 représenté L'influence d'augmentation de Lr (+50%) à la même influence de l'augmentation de Ls (+50%) sur le comportement de la machine .



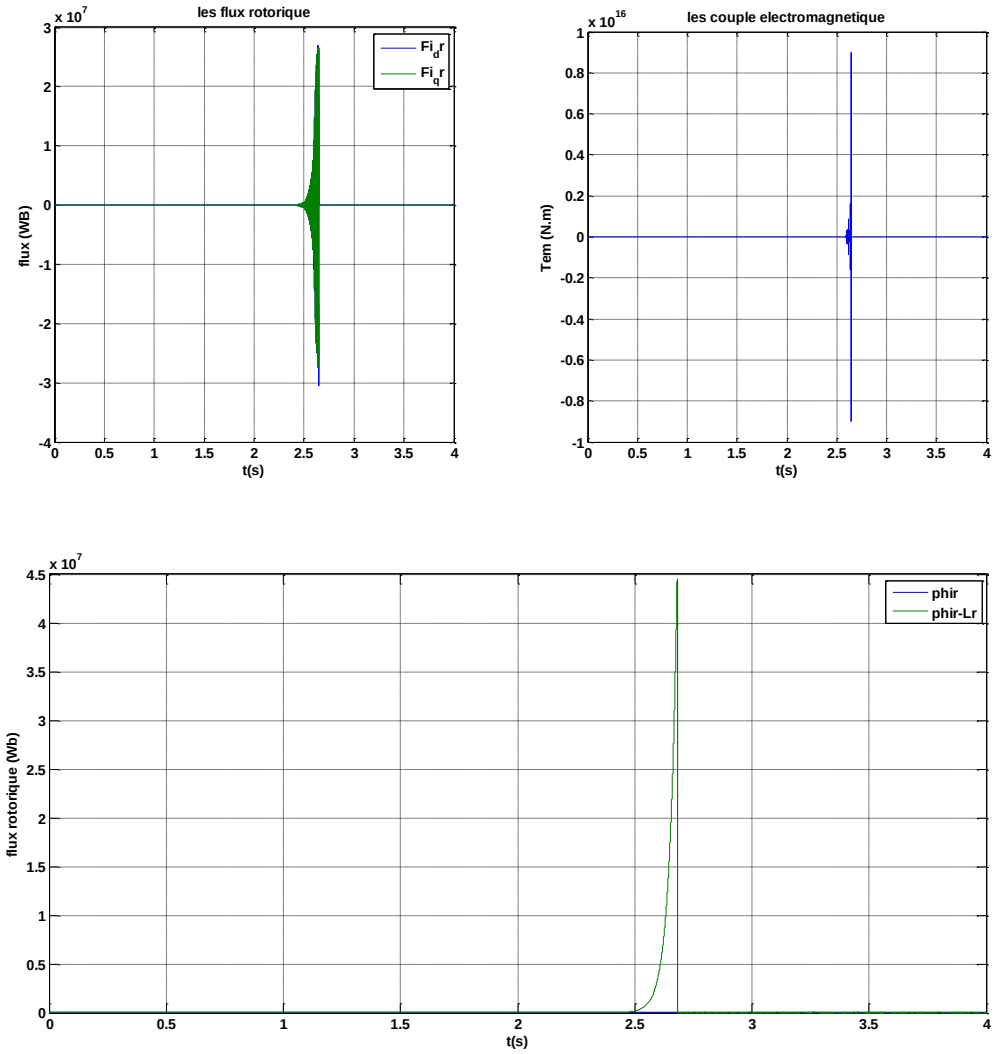
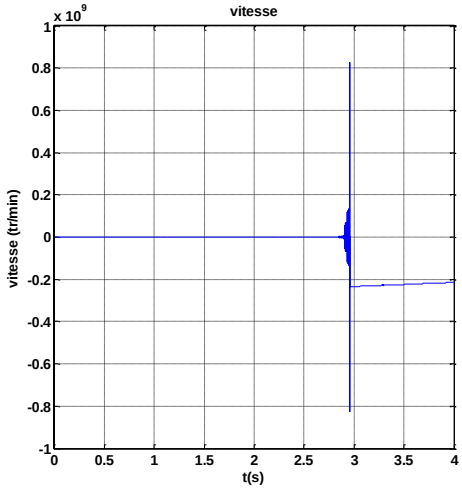
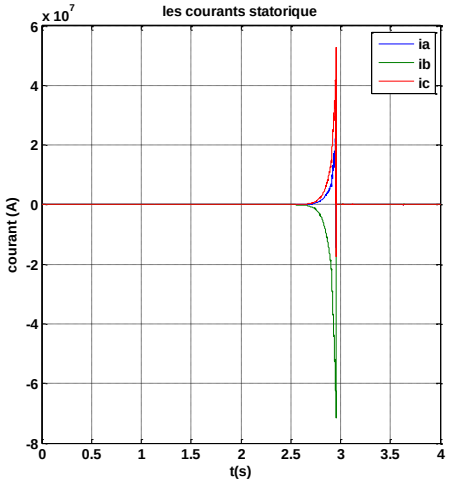


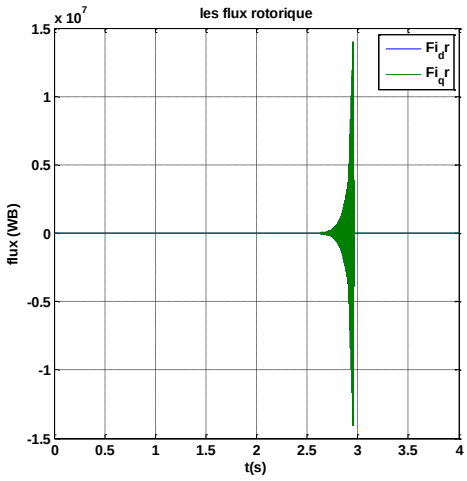
Fig.III.8 Résultats de simulation lors de la variation de Lr(-50%)

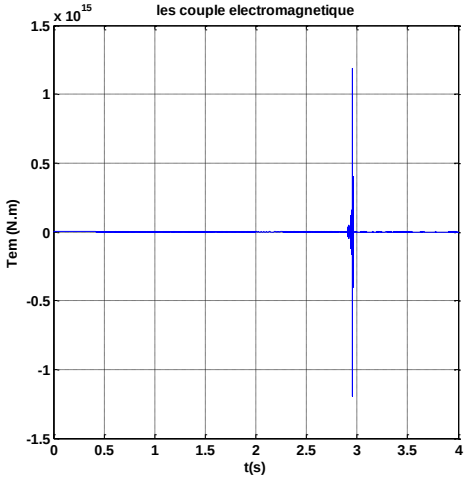
Fig.III.7 représenté L'influence d'augmentation de Lr (-50%) à la même influence de diminution de Ls (-50%) sur le comportement de la machine.

III.2.5. étude de la variation inductance mutuelle cyclique d'ne phase stator et d'ne phase rotor (M).









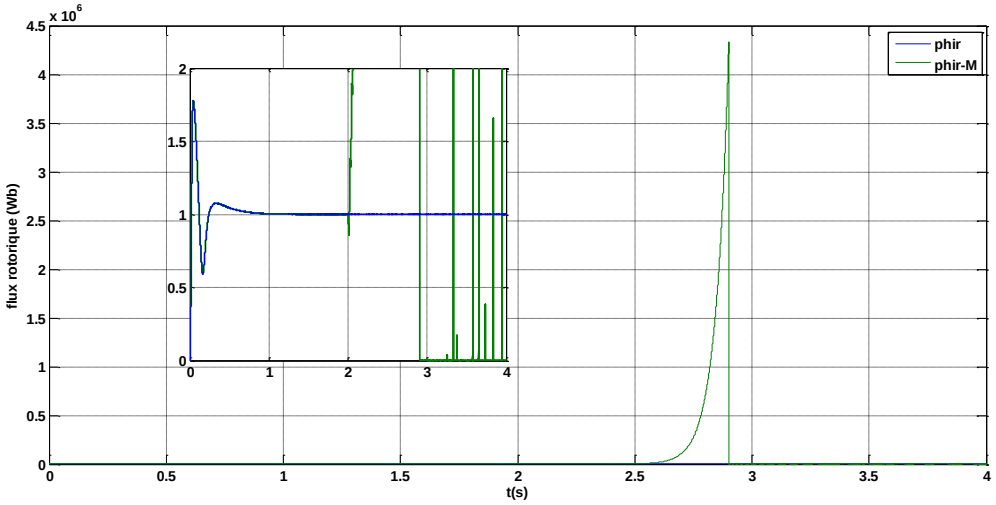


Fig.III.9 : Résultats de simulation lors de la variation de M (+50%)

Fig.III.9 Nous somme trouvés que la machine s'arrêtée par cet augmentation, ou toutes les valeurs (vitesse, Cem, Fr, Is) s'annule, ce ci traduisé la relation direct entre M et les courant (Idr, Ids, Iqr, Iqr) équation (I.36).

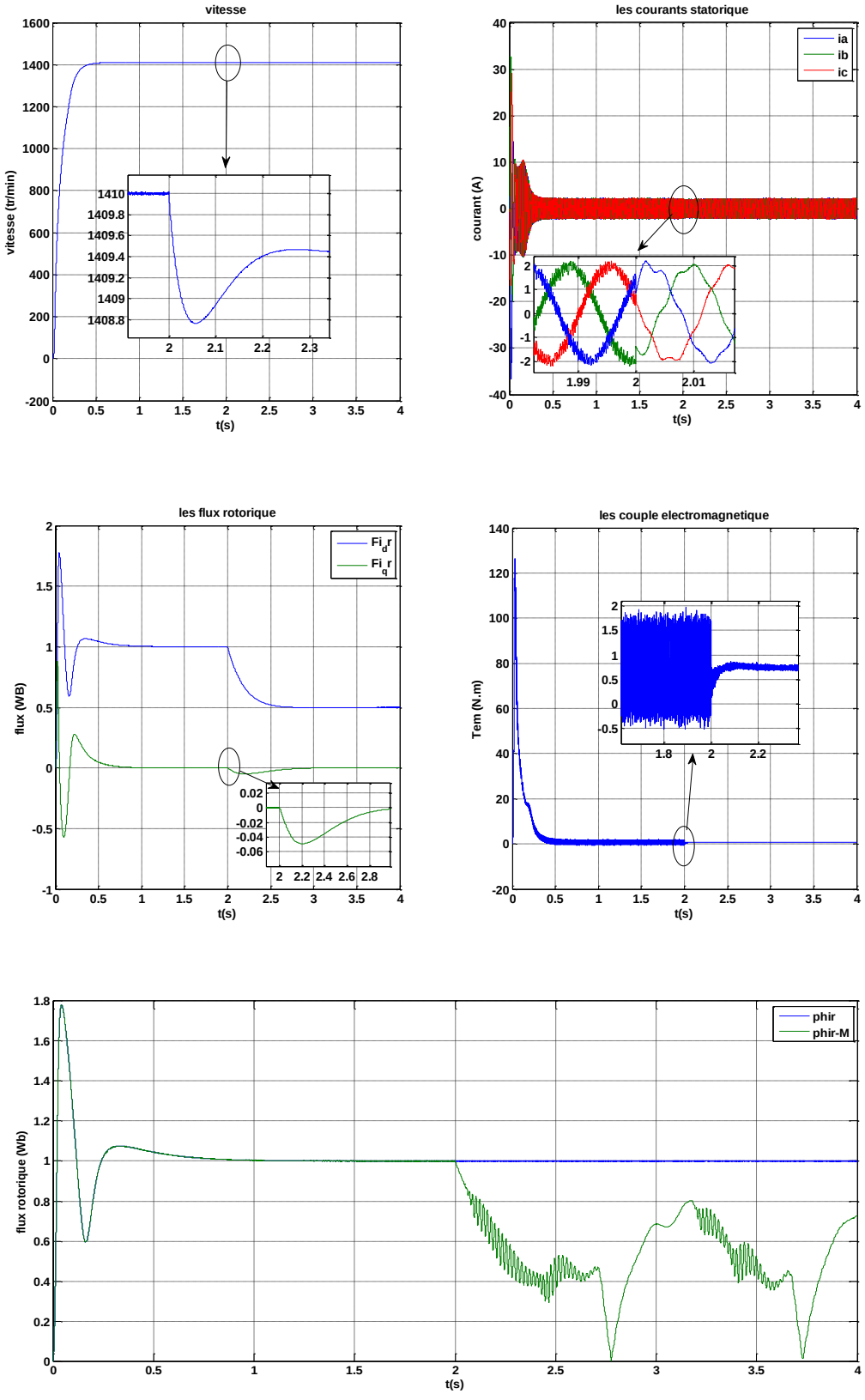
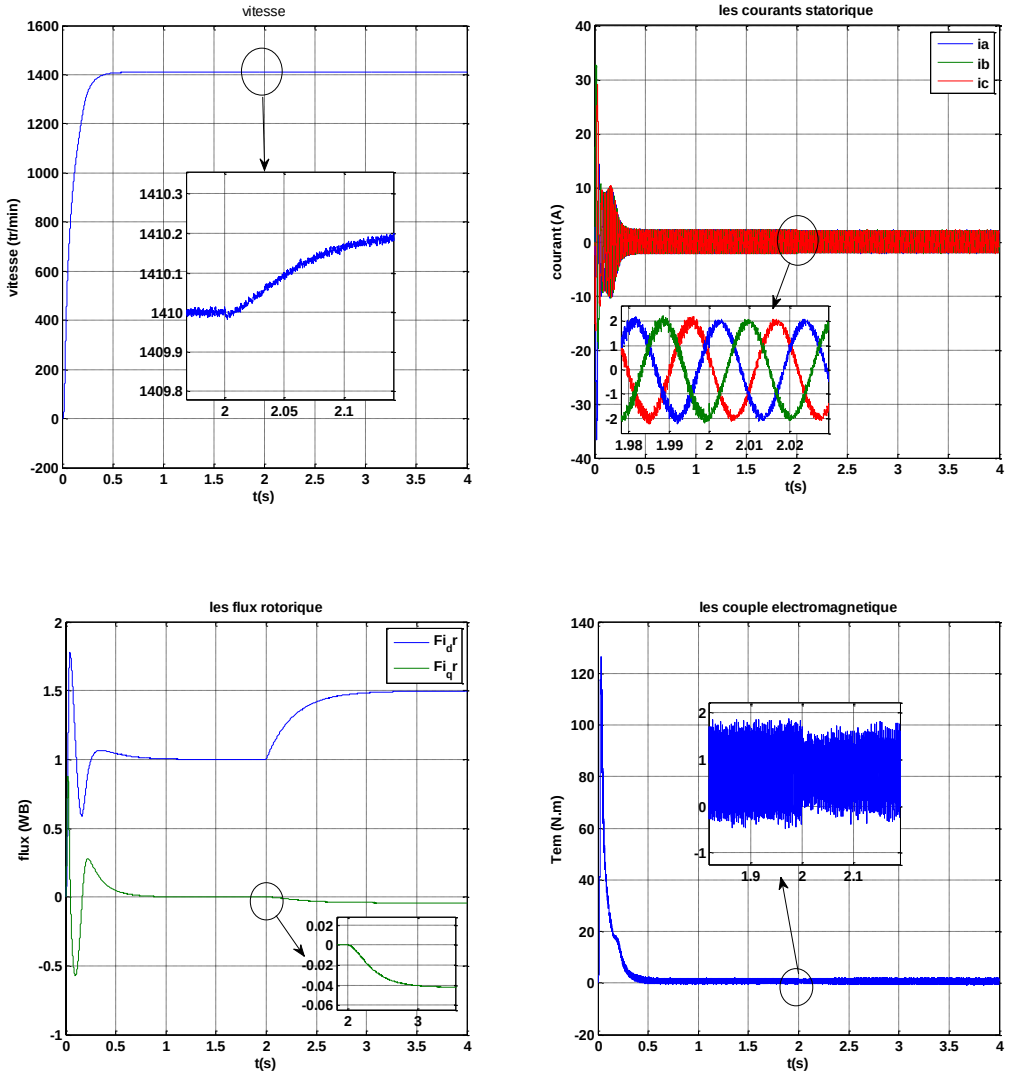


Fig.III.10 : Résultats de simulation lors de la variation de M (-50%)

Fig.III.10 Représenté la diminution de la valeur de M par (-50%), nous somme trouvé que les courant statorique sont filtré et le couple électromagnétique diminué et la vitesse baisse, La forme de Fr déformées ça concerne éliminer de ce principe de la commande vectorielle.

III.2.6: étude de la variation de Ls, Lr, M ensemble



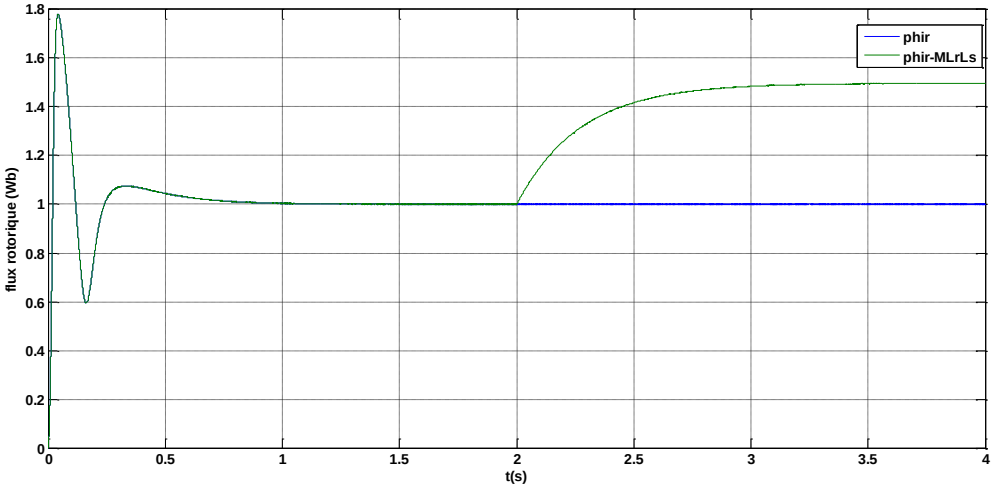
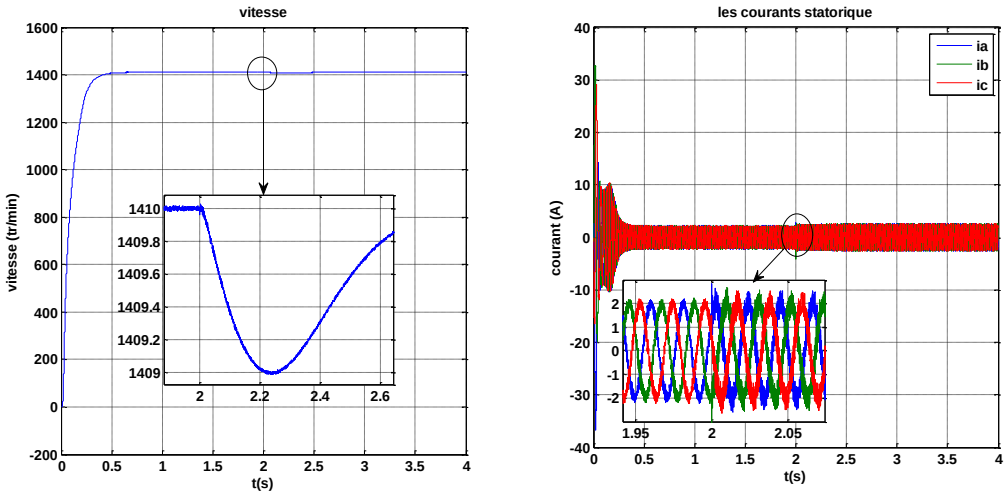


Fig.III.11 : Résultats de simulation lors de la variation de Ls, Lr, M ensemble (+50%)

Fig.III.11 Nous somme trouvé que il existe sur compensation entre les valeurs de Ls ,LR et M ça augmente la valeur de la vitesse et diminué les harmoniques , mais aussi nous somme constaté éliminer de principe de la commande vectorielle, ce concerne cet variation indésirable



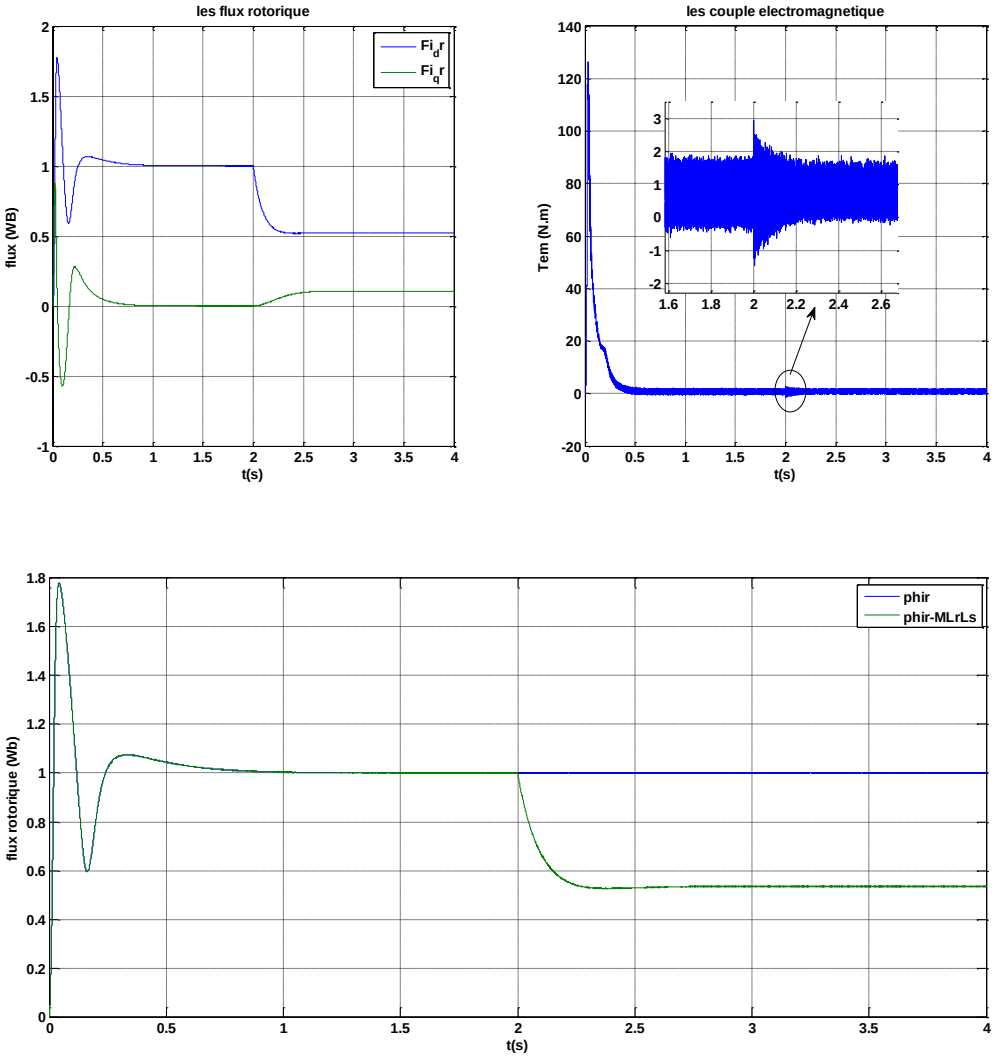


Fig.III.12 : Résultats de simulation lors de la variation de Ls, Lr, M ensemble (-50%)

Fig.III.12 dans cette variation il ya une compensation entre les valeurs Ls, Lr et M, l'influence de cette variation représente influence inversée lors nous augmentations les valeurs de Ls, Lr et M . aussi, le principe de la commande vectorielle reste éliminer (fig.III.12.e).

III.2.7 : Etude de la variation de tout le constant électrique ensemble.

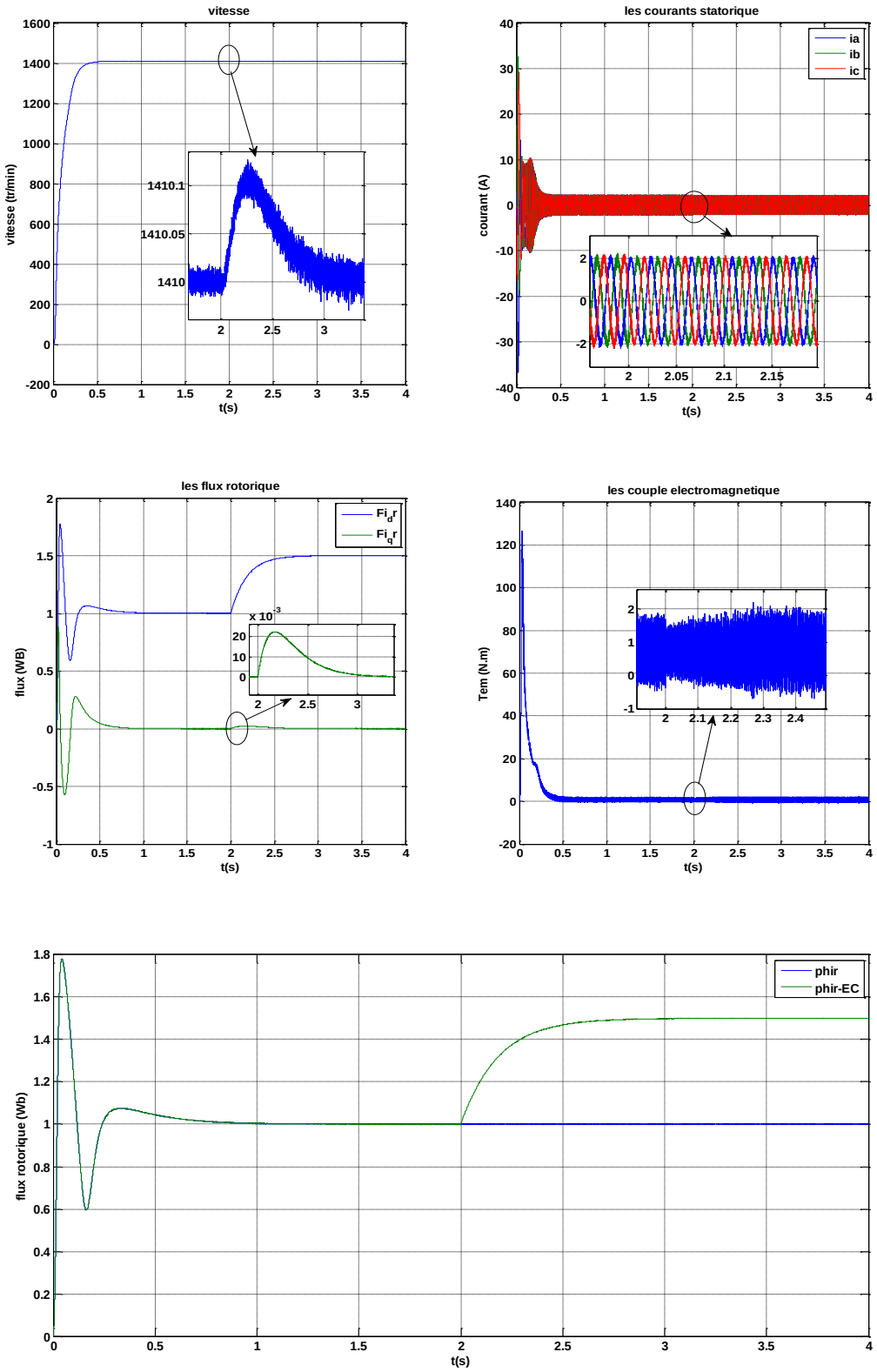
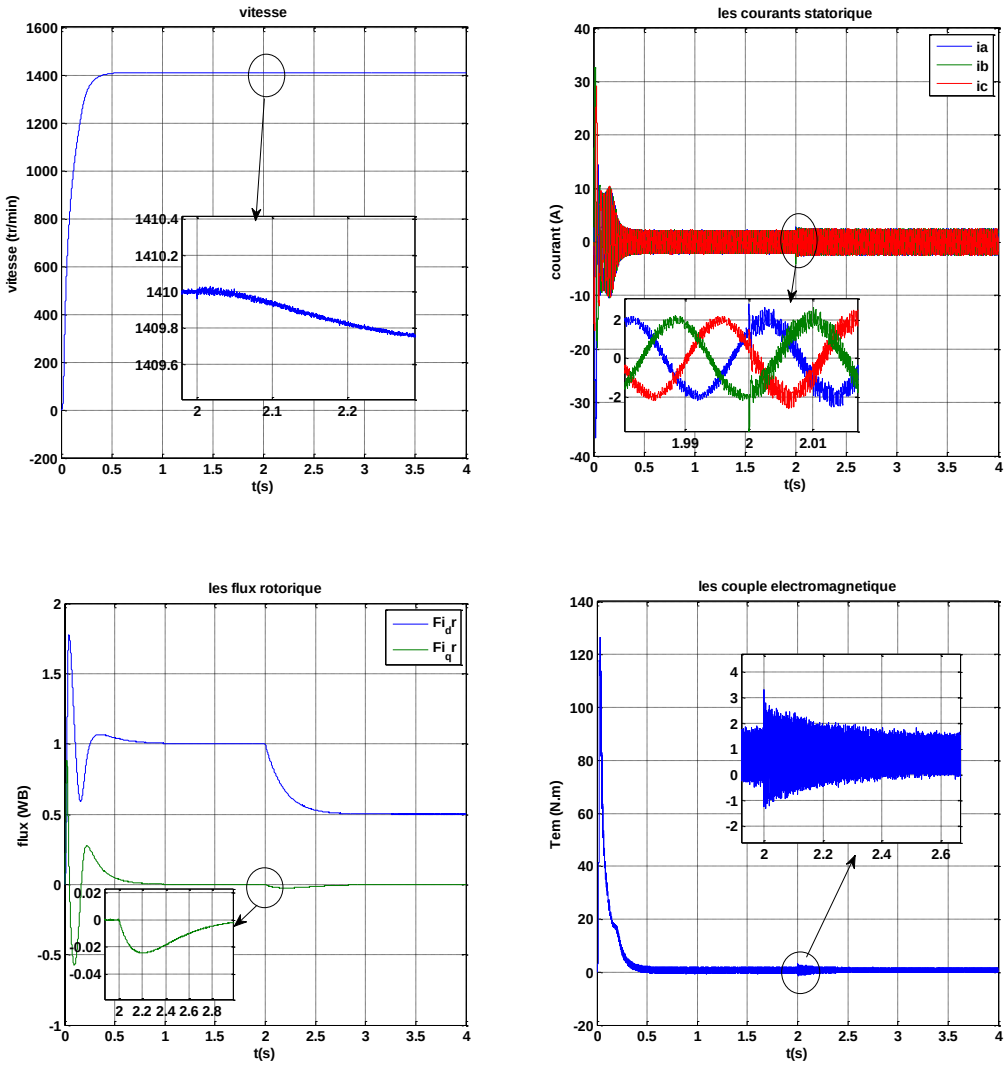


Fig.III.13 : Résultats de simulation lors de la variation de tout le constant électrique ensemble (+50%)

Fig.III.13 nous somme constaté que lors toutes les paramètre électrique augmentées par (+50 %) Le principe de commande vectorielle absent, Le comportement de la machine a influence inverse par rapport l'augmentation de tout le paramètre électrique comme illustré dans la Fig.III.14 .



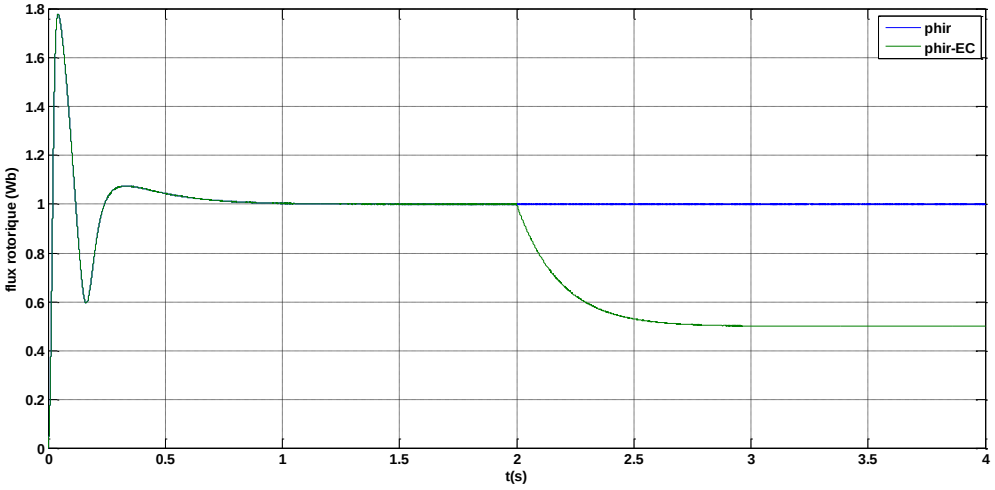
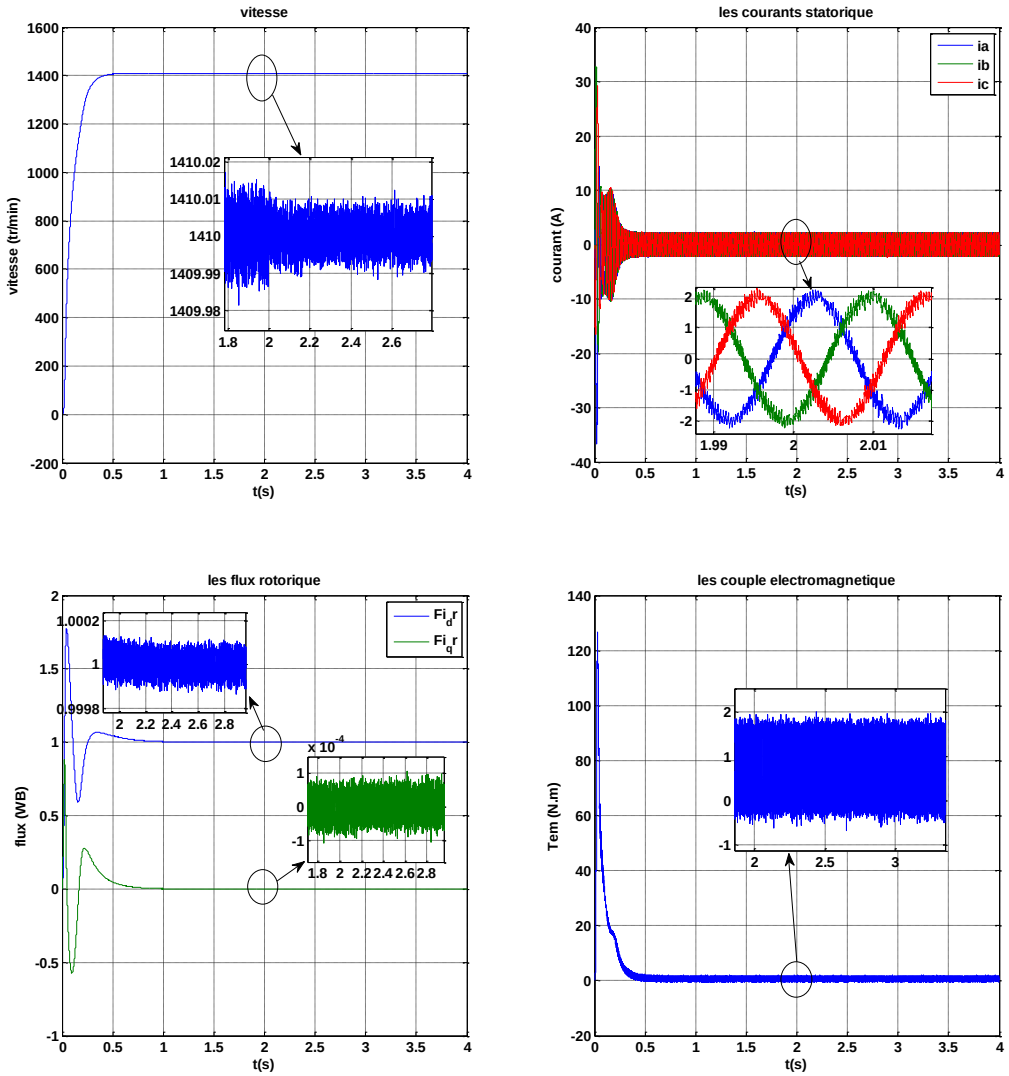


Fig.III.14 : Résultats de simulation lors de la variation de tout le constant électrique ensemble(-50%)

III.3 : variation paramétrique de la constante mécanique :

III.3.1 : étude de la variation Moment d'inertie des masses tournante (J).



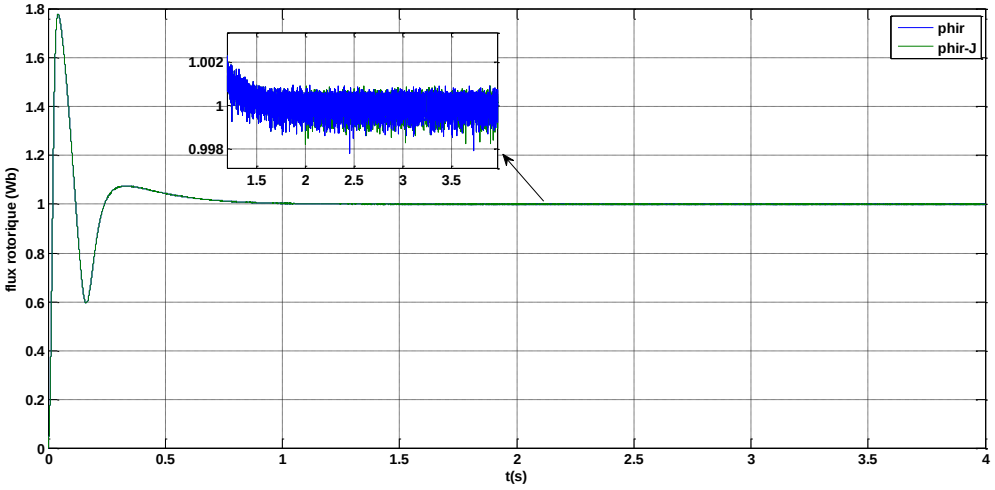
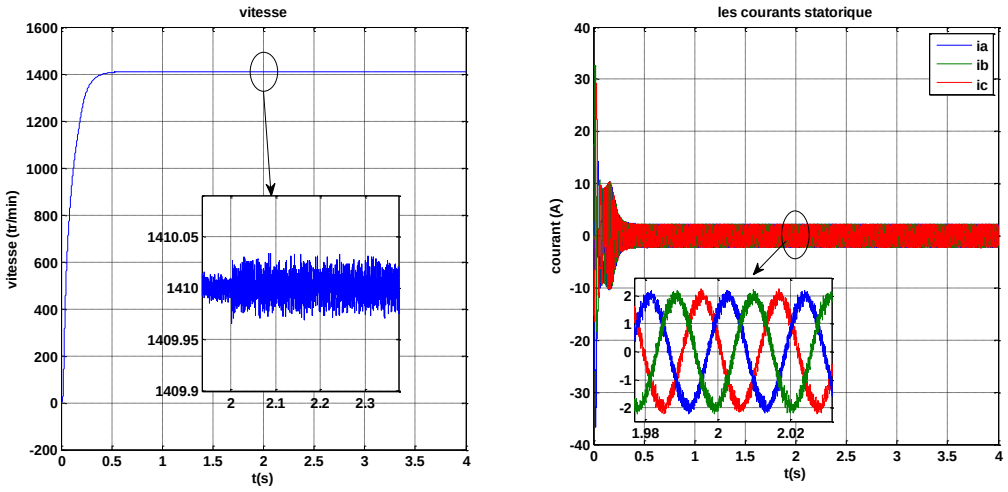


Fig.III.15 : Résultats de simulation lors de la variation de J (+50%)

Fig.III.15 Représente l'influence de Moment d'inertie des masses tournante (J) sur le comportement de la machine, nous somme constatés que après faire les variations de Rs (+50%) il n'existe pas aucune variation sur la vitesse, courant statorique, flux rotorique et le couple électromagnétique, et lors de la collecte Fds et Fqs nous avons remarque qu'après la variation en Rs (+50%) ce le nous pouvoir voir l'inchangée durant est le principe du découplage de la commande vectorielle comme illustre dans le (Fig. II.1.e).



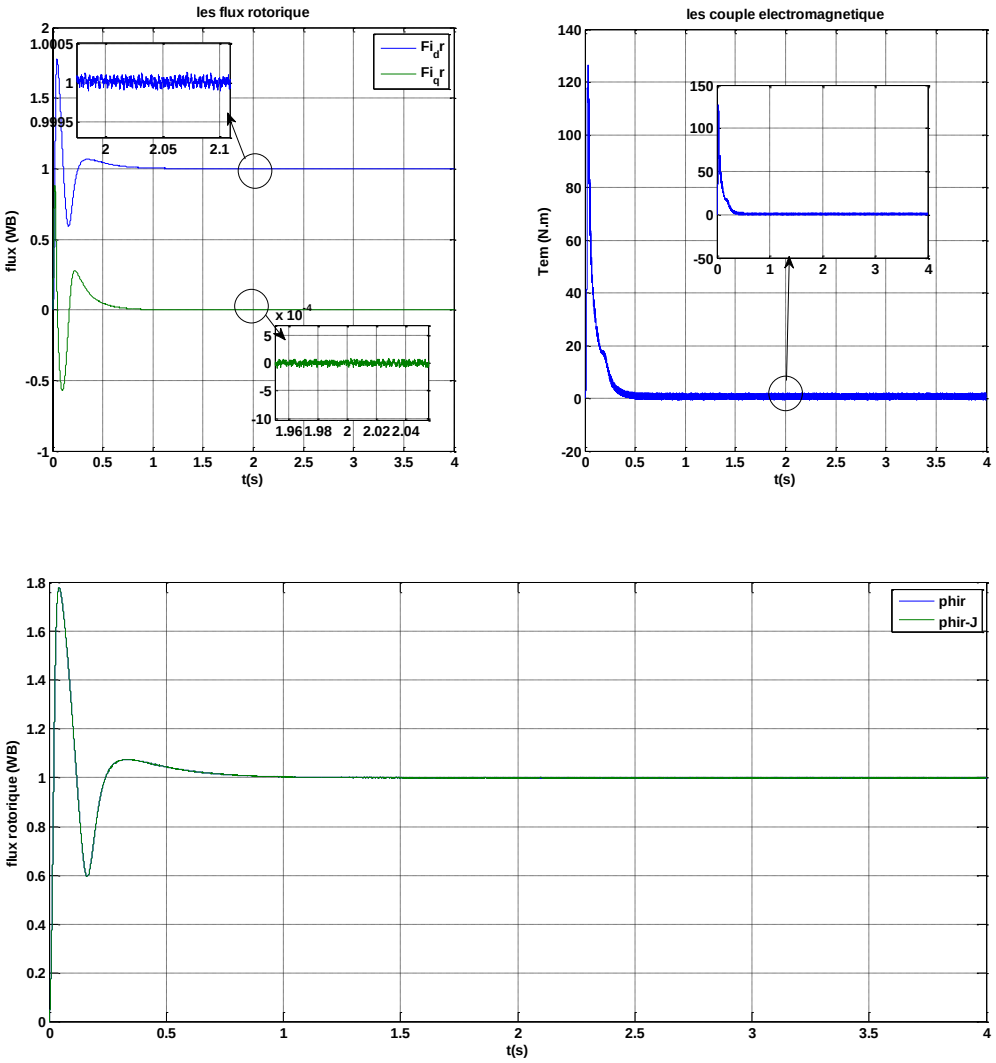


Fig.III.16 :Résultats de simulation lors de la variation de J (-50%)

Fig.III.16 le même comportement de la machine reste inchangée lors le diminution (-50%) de la valeur J.

III.3.2 : Etude de la variation de la Coefficient de frottement visqueux (fr).

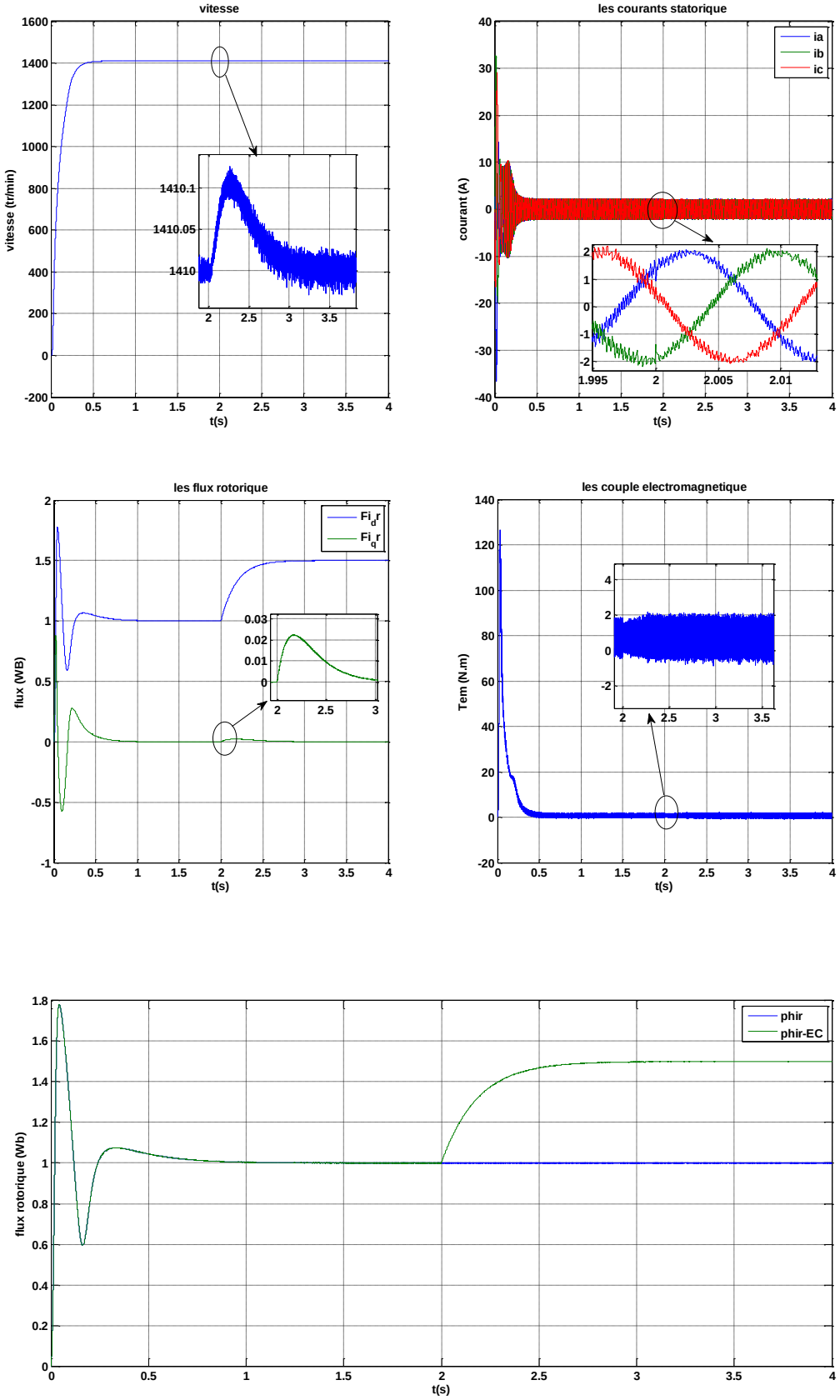
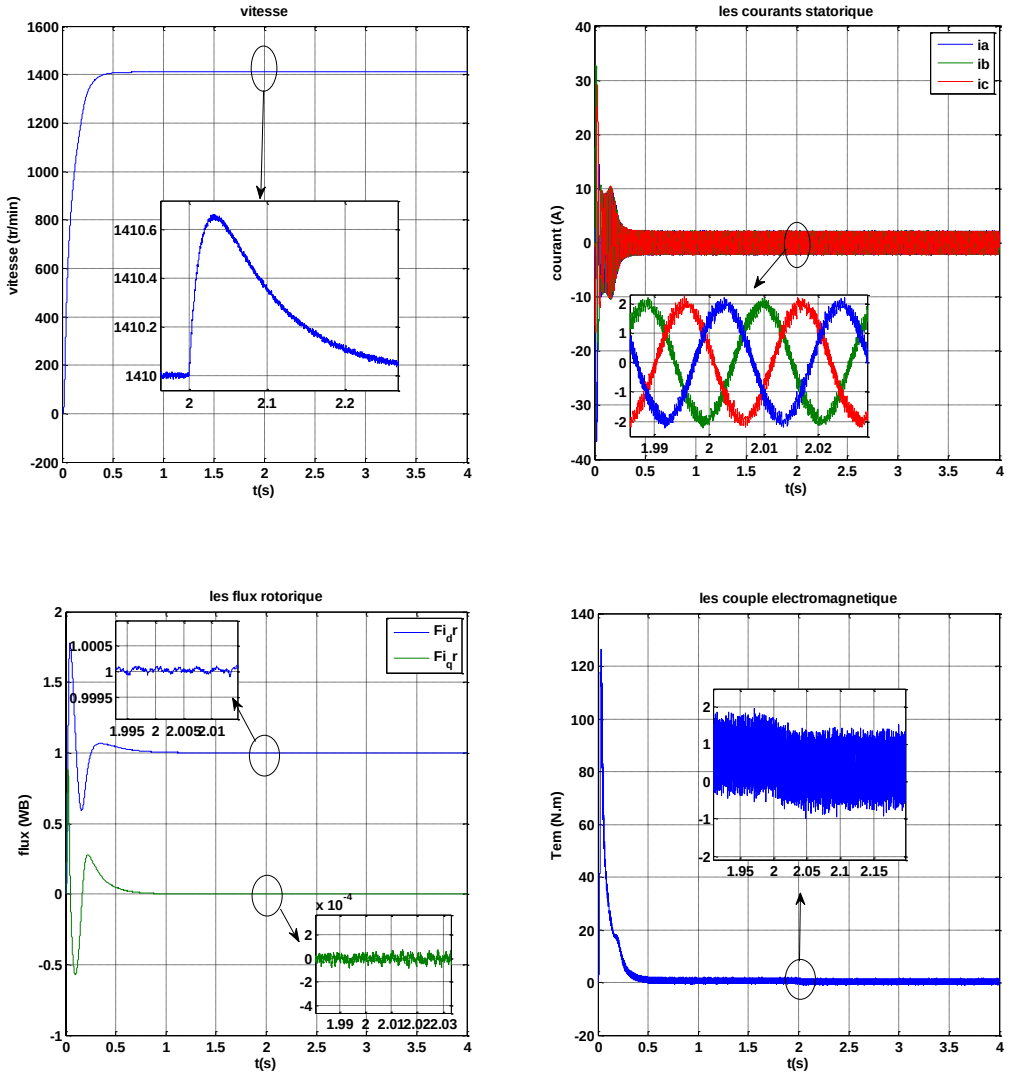


Fig.III.17 : Résultats de simulation lors de la variation de fr(+50%)

Fig.III.17 Représente l'influence de la fr le comportement de la machine, nous somme constaté que après faire les variations de fr (+50%) ça augmente la valeur de la vitesse et le flux rotorique et harmoniques par un petite pourcentage , diminué les couple électromagnétique , mais aussi nous somme constaté éliminer de principe de la commande vectorielle, ce concerne cet variation indésirable.



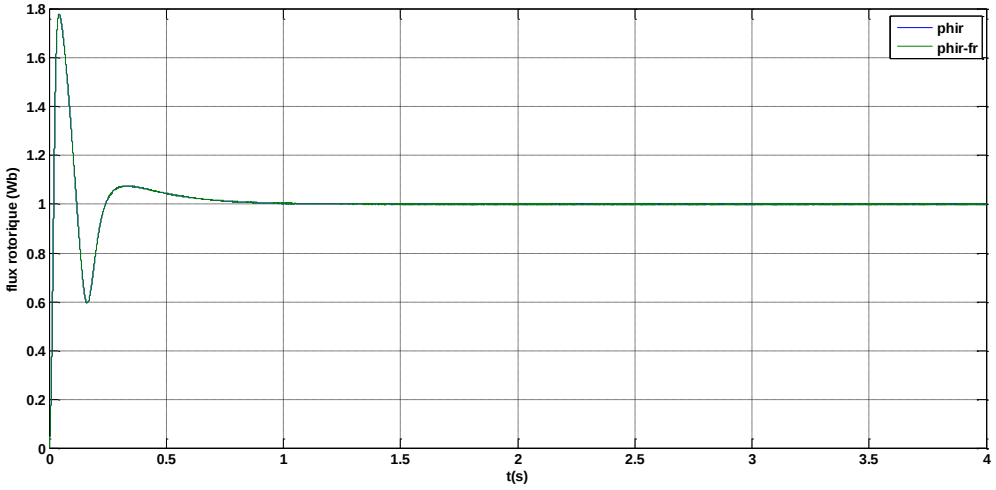
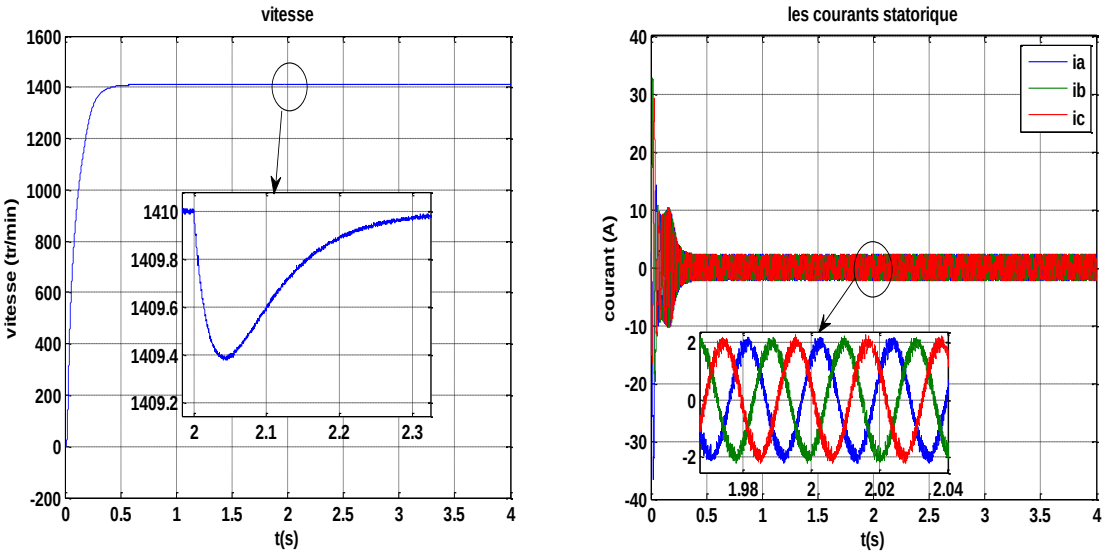


Fig.III.18 : Résultats de simulation lors de la variation de fr(-50%)

Fig.III.18 illustre la variation de fr (-50%) il y une petite variation inconsedirable sur le comportement de la machine, mais il existe une petite variation inconsedirable sur la vitesse et le couple.

III.3.3.étude de la variation de deux le constant mécanique ensemble.



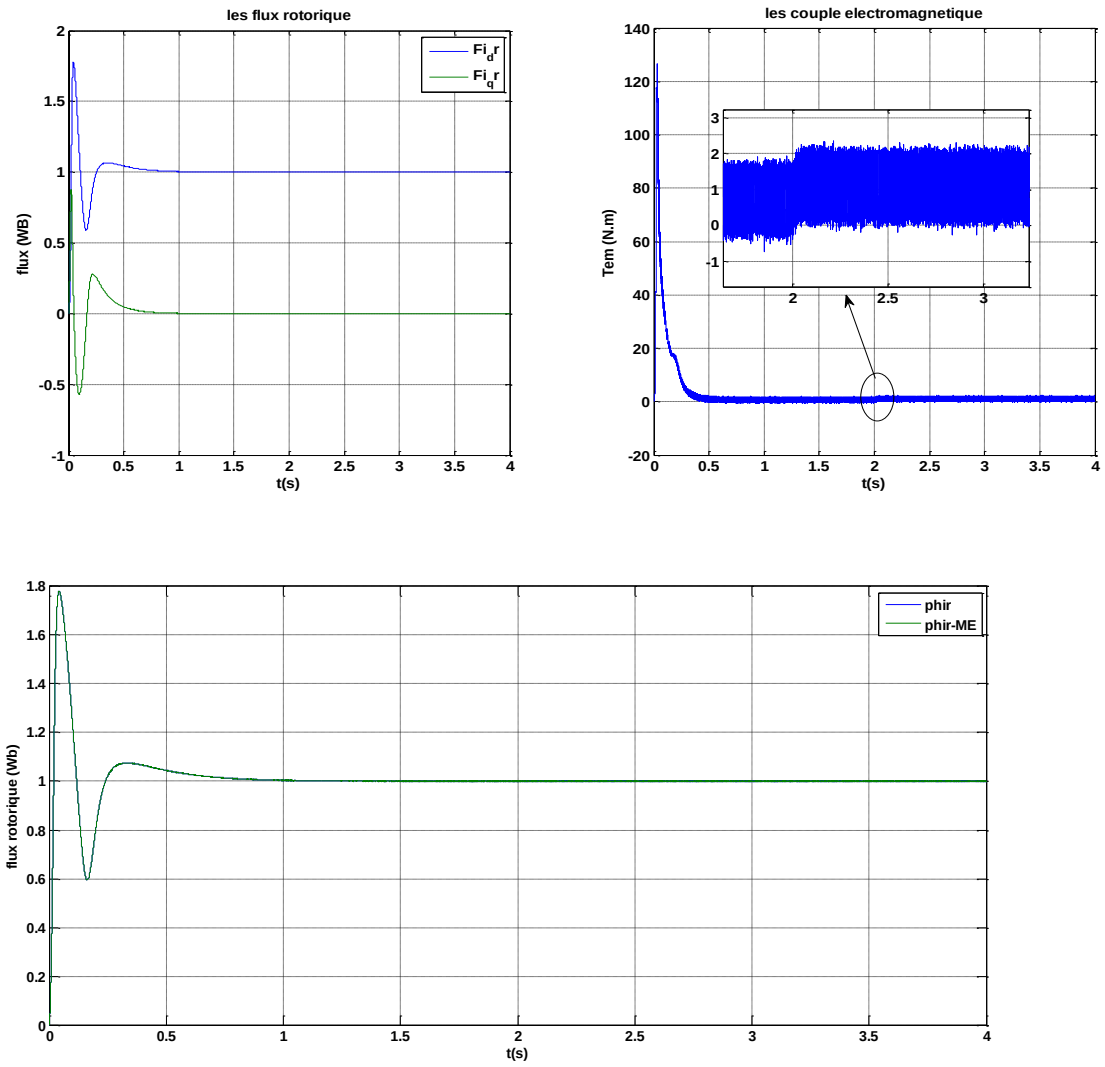


Fig.III.19 : Résultats de simulation lors de la variation la variation de deux le constant mécanique ensemble (+50%)

Fig.III.19 illustre la variation de deux le constant mécanique ensemble (+50%)

il ya une petite variation inconsedirable sur le comportement de la machine , mais il existe une petite légèrement augmenté inconsedirable sur la le couple électromagnétique et une légère diminution sur la vitesse .

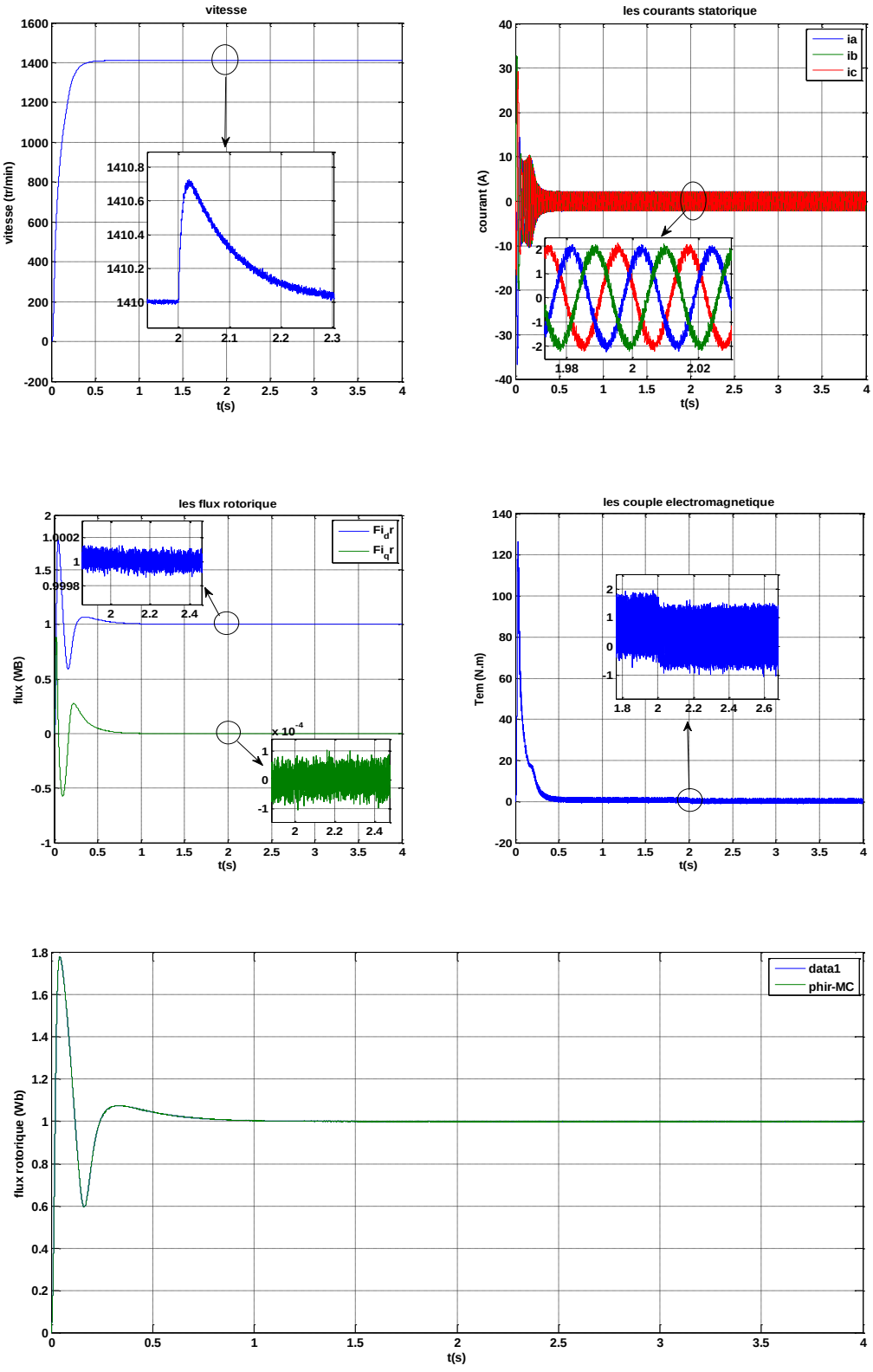


Fig.III.20 : Résultats de simulation lors de la variation la variation de deux le constant mécanique ensemble (-50%)

Fig.III.20 Représente l'influence de la résistance variation la variation de deux le constant mécanique ensemble (-50%) sur le comportement de la machine, nous somme trouvé la même variation inversé lors augmenté (+50%).

III.4 : la variation paramétrique de les constant électrique et les constant mécanique ensemble .

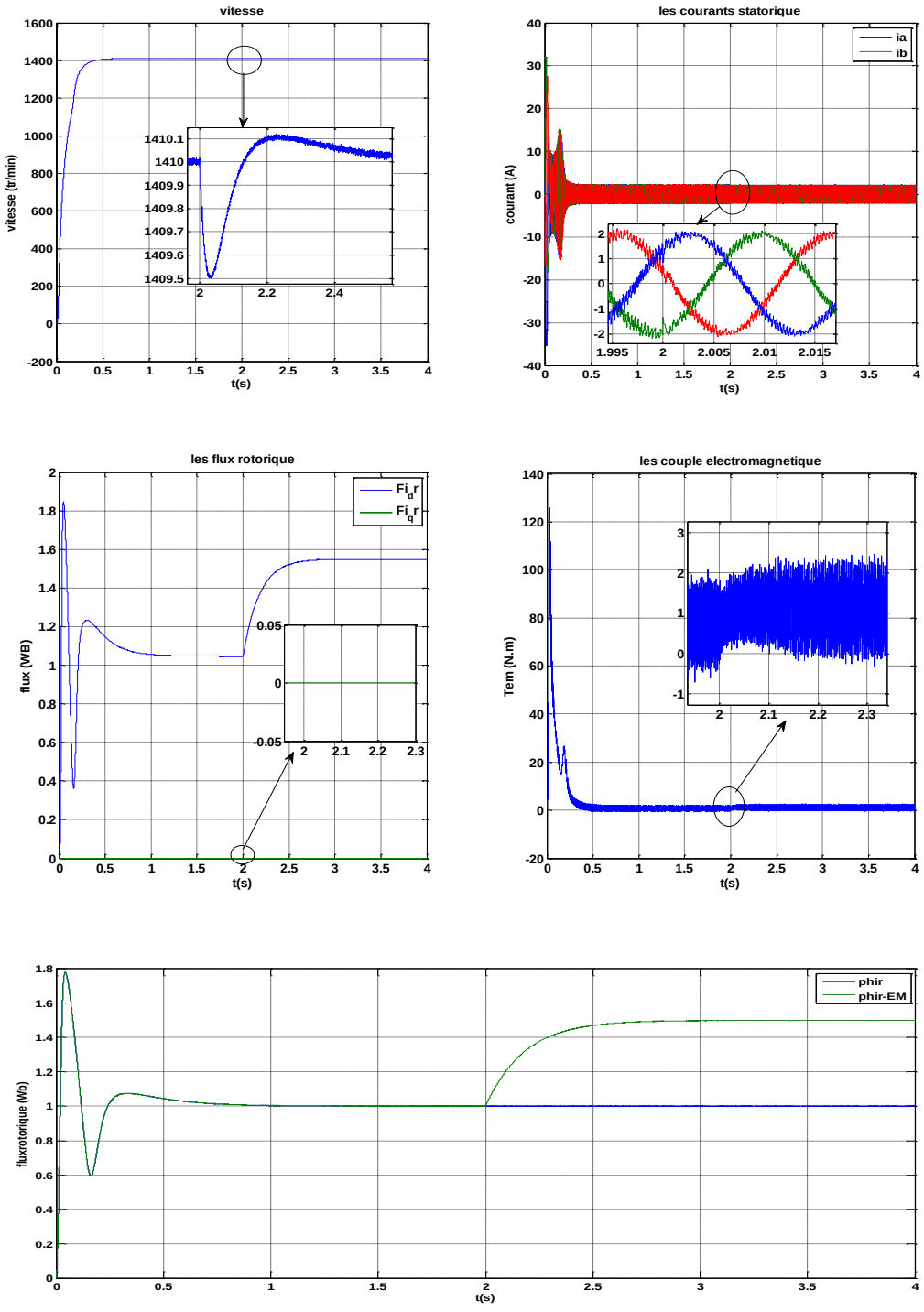


Fig.III.21 : Résultats de simulation lors de la variation paramétrique de les constant électrique avec les constant mécanique ensemble (+50%)

nous somme trouvé que la vitesse diminué et les couple électromagnétique et le flux rotorique augmenté , (La forme de Fr déformées) ça concerne éliminer de ce principe de la commande vectorielle.

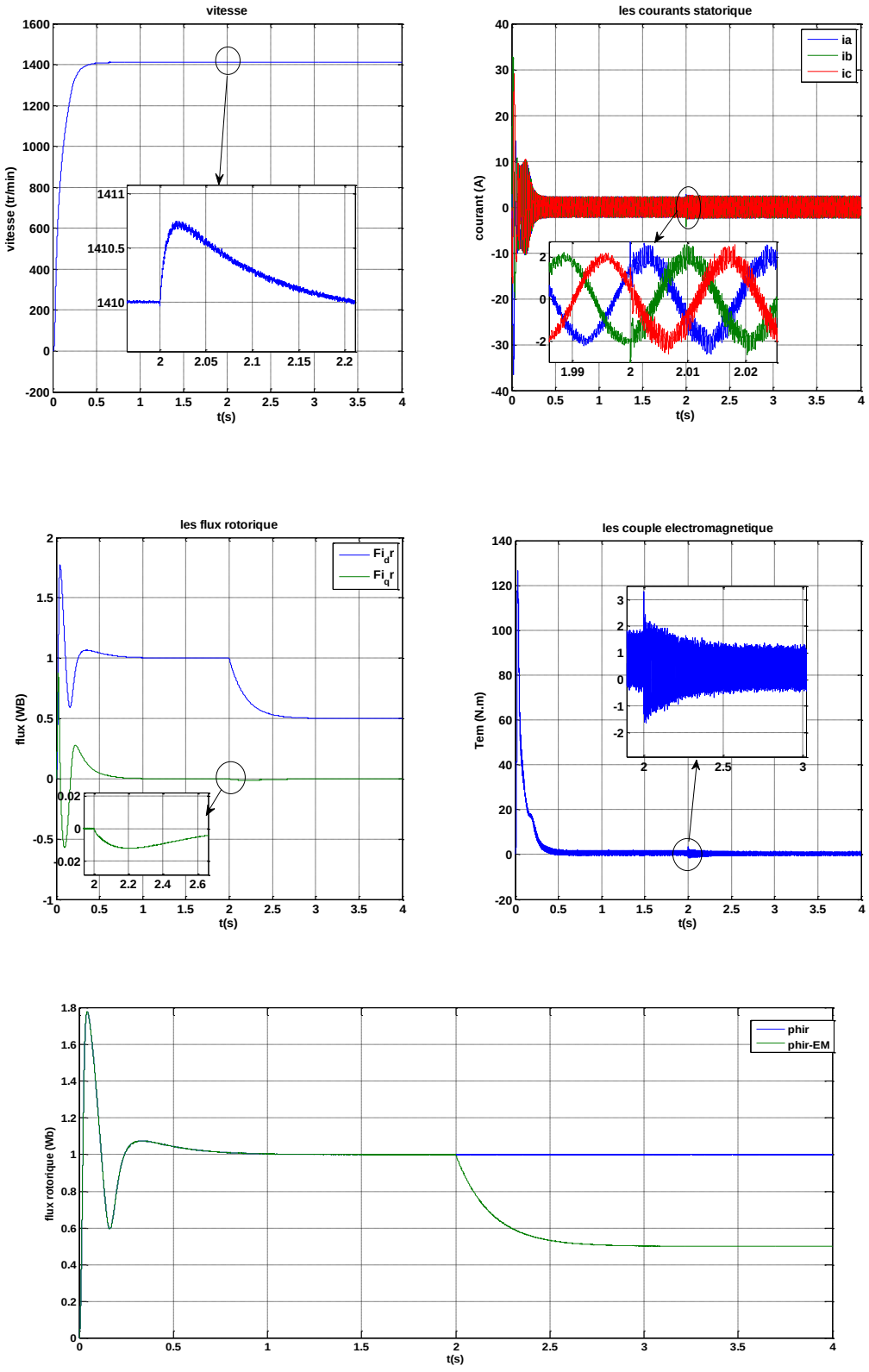


Fig.III.22 : Résultats de simulation lors de la variation paramétrique de les constant électrique avec les constant mécanique ensemble (-50%)

Fig.III.22 Représenté la diminution de la variation paramétrique de les constant électrique avec les constant mécanique ensemble (-50%), nous somme trouvé que flux rotorique diminué les, les harmonique de couple électromagnétique et lq vitesse augmentée, (La forme de Fr déformées) ça concerne éliminer de ce principe de la commande vectorielle.

III.5- conclusion

Les paramètres de n'importe quelle machine très importante, parce que il ya une relation réel à la nature avec les variations et les paramètres imposés.

Dans ce chapitre, nous avons études sur Matlab Simulink les variations des paramètres électrique et mécanique en détaille, afin de connaitre les paramètres les plus influence, et nous avons trouvé que le suivant :

- 1. La résistance statorique Rs (ohm) ont des petites variations " soit par augmentation de la valeur de résistance, soit par damnation de valeur '' sur le comportement de la machine, et la résistance rotorique Rr (ohm) ont influence sur le comportement de là où nous somme trouvé que le principe de découplage de la MAS à éliminer. Ça concerne que il n'existe pas une commande.
- 2. Les inductances Ls, Lr et leur mutuelle M ont influence direct et sensible sur le comportement de la machine, ou nous somme trouvé que le principe de découplage de la MAS à éliminer. Ça concerne que il n'existe pas une commande.
- 3. Moment d'inertie J(kg.m^2) et coefficient de frottement fr(N.m), nous somme trouve que J a une influence considérable sur la vitesse de la machine, alors que le coefficient de frottement a une grand influence lors l'augmentation, ou le principe de découplage est e.
- 4. Nous avant trouvée que lors les variations de toute les paramètres électrique et mécanique ensemble, le principe de la commande vectorielle est éliminer, cette influence similaire l'influence de l'inductance (Ls, Lr, M) ça concerne que les paramètres les plus important sont les inductances.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Ce travail consisté de trois chapitre, le premier chapitre a introduise une étude théorique sur la modélisation de la machine asynchrone alimenter par le réseau triphasé directement et aussi nous avons l'alimenté par une onduleur triphasé a trois niveaux, le comportement de la machine a supporté par les résultat simulation.

Dans le deuxième chapitre nous avons présenté la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone a rotor bobiné et nous avons présenter aussi les résultat simulation qui interprète le principe de découplage de la machine.

Dans le dernier chapitre nous avons introduit a partir une étude a examinée le variations des paramètres de la MAS, nous avons conclue apres les résultat simulation que la :

- Diminution des inductance Ls et Lr ont grande variation sur le comportement de la machine et aussi elle s'arrêté.
- les augmentation des Rr, Ls, Lr ,(Ls, Lr et M) ensemble et les paramètre électrique ensemble et la valeur de fr et les paramètre électrique et mécanique ensemble éliminer le principe de la commande vectorielle.
- Les Diminution des Rr, M, (Lr,Ls et M ensemble) les paramètre électrique ensemble et les paramètre électrique et mécanique ensemble éliminer le principe de la commande vectorielle.

BIBLIOGRAPHIE

[1] ABDESSEMED.R « Modélisation et simulation des machines électriques », Ellipses Edition Marketing S.A, 2011.

[2] AICHI.B « Commande vectorielle sans capteur mécanique d'un moteur asynchrone » Thèse de Master 2016, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MB

[3] BAGHLI.L « Contribution à la commande de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat 1999, Université Henri Poincré_Nancy-I

[4]BENDIABDELLAH.A Cahier de cours M2 « Méthodes de commande avancées des machine a courant alternatif »

[5]CHAOUI.A « Filtrage actif triphasé pour des charges non linéaires », Ecole doctorale des sciences pour l'ingénieur

[7] DALMASSO.J-L « Cours d'électrotechnique 1.machines tournantes a courants alternatifs »

[8] DATASHEETonduleur Semikron« IGBT Power Electronics Teaching System Principle for sizing power converters »

[9] DRIF Cahier de coursM2 «Modélisation des machines a courant alternatif »

[12] HUBERT.R« La Machine Asynchrone à vitesse variable 1 capteurs, modèles, contrôle et diagnostic »

[13] KENDOUCI.KH « Cahier de cours M1 de régulation »

[14]KHELIFI OTMANE.Kh « Analyse d'une commande predictive sous contraintes pour la conduite d'une MAS », Thèse de Magister 2008, Université Hassiba Ben Bouali_ Chlef

[15] LADHEM.F « Contrôle adaptatif par la logique floue : Application à la commande du Moteur Asynchrone », Thèse de Master 2015, Université Abou BekrBelkaid_Tlemcen.

[16] LASHHAB.A « Commande vectorielle de la Machine Asynchrone sous la carte DS1104 », Thèse de Magister 2012, Université Mentouri_Constantine.

[17] LASNE.L « Electronique de puissance, STS, IUT, Licence, Ecoles d'ingénieurs », Dunod, Paris, 2011.

[19]MEROUFEL.A « Contrôle de la machine asynchrone », Université DjilalliLiabes_Sidi-Belabes.

[20] MUTREL.L « Le moteur asynchrone, Régimes statique et dynamique », Ellipses Edition Mark S.A, 1999.

[21] RABIA.L « Modélisation, identification expérimentale et commande vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé a cage », Thèse de Doctorat 2015, Université

KasdiMerbah_Ouargla
[22] ROUSSEAU.P « Asservissements linéaires continus, cours, exercices et travaux pratiques», Ellipses Edition Marketing S.A, 2004.
[24] TOUFOUTI.R « Contribution à la commande direct du couple de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat 2008, Université Mentouri_Constantine.
[25]YAHIA.K « Estimation en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé », Thèse de Magister 2005, Université Mohammed Khider_ Biskra.