



Republique Algerienne Democratique Et Populaire
Ministere De L'enseignement Superieure Et De La Recherche Scientifique
Universite Echahid Hamma Lakhdar D'el-Oued

Faculte De Technologie
Departement De Genie Mecanique

Thèse
MASTER ACADÉMIQUE
Domaine: Sciences et Technologies
Filière: Génie mécanique
Spécialité: Electromécanique

Présenté par::

1. DJEDID Houssam Edine
2. GADI Mahmoud
3. CHEGRA Djafar

Intitulé:

***COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODÈLE DE RÉFÉRENCE
D'UNE MACHINE ASYNCHRONE***

Mémoire de fin d'étude Présenté pour l'obtention du diplôme de master academique

Diplôme en Génie mécanique

Soutenue publiquement en :/..... /2025

Jury:

Dr.

Dr. DJOUKHRAB Alaa Edine

Dr.

Président

Encadré

Examineur

Année académique: 2024/2025

Dedicas

الحمد لله الذي علّم بالقلم،

علّم الإنسان ما لم يعلم،

حمداً يليق بجلال وجهه، وعظيم سلطانه،

حمداً على ما أنعم، وما ستر، وما يسرّ،

حمداً لا ينقضي، على كل لحظة تعب أتعبت بتوفيق،

وعلى كل طريق ظنناه مسدوداً، ففتحه بلطفه

إلى من غرست في قلبي بذور الطموح، وسقنتني بحنانها دون انتظار...

إلى أُمي، نبع الحنان وسرّ الدعاء المستجاب...

إلى من علّمني كيف يكون الصبر رجولة، والكذب طولة...

إلى أبي، سندي الأول ورفيق دربي في كل المراحل...

إلى عائلتي الكريمة، منبع الحب والدعم، ودفء الأمان...

إلى كل الأحباب الذين كانوا لنا ضوء في العتمة، وابتسامة في زمن العناء...

إلى أساتذتنا الأجلاء، مشاعل العلم ونبراس المعرفة، وخاصة الأستاذ:

"علاء الدين جغراب"، على ما قدمه من توجيه ونصح وتشجيع...

إليكم جميعاً، نهدي ثمرة جهدنا، ومفتاح بداية جديدة،

راجين من المولى أن نكون عند حسن ظنكم دائماً.

Résumé:

Dans le but de réussir une désensibilisation complète de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension par rapport à la variation de la résistance rotorique (R_r), plusieurs structures de commande de type adaptative peuvent être envisagées, la plus utilisée parmi elles, la commande par modèle de référence (MRAC).

Avec le souci de réduire la complexité de calculs, nous avons adoptée dans notre cas d'étude une structure de commande simplifiée (SMRAC).

Les tests de simulation que nous avons effectués par (MATLAB-simulink) ont révélé une amélioration notable de la désensibilité de la commande vis-à-vis de la variation de la résistance R_r .

Mots de clé: Commande Adaptative, Modèle De Référence, Machine Asynchrone.

Abstract:

In order to achieve a complete desensitization of the vector control of the voltage-fed asynchronous machine with respect to the variation of the rotor resistance (R_r), several adaptive control structures can be considered, the most used among them being the reference model control (MRAC).

With the aim of reducing the computational complexity, we adopted in our case study a simplified control structure (SMRAC).

The simulation tests that we carried out by (MATLAB-simulink) revealed a significant improvement in the desensitivity of the control with respect to the variation of the resistance R_r .

Keywords: Adaptive Control, Reference Model, Asynchronous Machine.

ملخص:

بهدف تحقيق إزالة تحسس كاملة للتحكم المتجهي للآلة غير المتزامنة المغذاة بالجهد تجاه تغير مقاومة الدوار (R_r)، يمكن النظر في عدة هياكل تحكم من النوع التكيفي، وأكثرها استخدامًا هو التحكم بواسطة النموذج المرجعي (MRAC).

ومن أجل تقليل تعقيد العمليات الحسابية، اعتمدنا في دراستنا هيكل تحكم مبسط (SMRAC).

وقد أظهرت اختبارات المحاكاة التي أجريناها باستخدام (MATLAB-Simulink) تحسنًا ملحوظًا في إزالة حساسية نظام التحكم تجاه تغير مقاومة الدوار R_r .

الكلمات المفتاحية: التحكم التكيفي، النموذج المرجعي، الآلة غير المتزامنة.

Sommaire

RESUME:.....	II
LISTE DES FIGURES	III
SOMMAIRE	III
INTRODUCTION GENERALE.....	1
Chapitre I: Modélisation Et Simulation De La Machine Asynchrone	
1.1. INTRODUCTION:.....	4
1.1.2. DESCRIPTION :	4
1.1.3. MACHINE ELECTRIQUE IDEALISEE:	4
1.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE:	4
1.2.1. Machine triphasée :.....	4
1.2. 2. Mise en équations du modèle de la machine :	5
1.2.2.1. Equations électriques :.....	6
1.2.2.2. Equations magnétiques :	6
1.2.2.3. Equation mécanique :	7
1.2.3. Transformation de Park :	8
1.2.3.1. Equations électriques :	9
1.2.3.2. Equations du flux :	10
1.2.3.3. Définitions des différents référentiels :	10
1.2.3.4. Référentiel immobile par rapport au stator (système α, β) :	11
1.2.3.5. Référentiel lié au rotor (système x, y) :	11
1.2.3.6. Référentiel immobile au champ tournant (système d, q) :	12
1.2.3.7. Equation du Couple Electromagnétique :	12
1.2.3.9. simulation numérique et interprétations :	15
1.3.1. Modélisation du redresseur.....	18
1.3.2. Modélisation du filtre :	19
1.3.2.1 Equations du filtre :	20
1.3.2.2 Calcul des paramètres :	20
1.3.3. Modélisation et simulation de l'onduleur MLI :	21
1.3.3.1 Fonction de connexion :	21
1.3.3.2. Tchnique de commande M.L.I :	22
1.4. SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR – MACHINE :	24
1.4.2 Interprétations :	25
1.5 CONCLUSION :	25
Chapitre II: Commande vectorielle de la machine asynchrone	
2.1. INTRODUCTION :	27
2.1.2. introduction à la commande vectorielle :	27
2.2. PRINCIPE DE BASE DE LA COMMANDE VECTORIELLE	27
2.2.1. Description :	27
2.3. METHODE DE COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :	28
2.4. REGLAGE DE VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE :	32
2.4.1. Bloc de défluxage :	32
2.4.2. Régulateur P.I:	32
2.4.2. Calcul du régulateur PI :	32
2.4.2.2. Application :	34
2.4.2.3. Discrétisation du régulateur PI :	35
2.5. SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS :	35
2.6 Conclusion :	38
Chapitre III: Commande Adaptative Par Modèle De Référence	
3.1. INTRODUCTION :	40

3.2.PRINCIPE DE LA COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE REFERENCE:	40
3.2.1.Différentes structures de systèmes de commande adaptative avec modèle de référence :	41
3.3. LES METHODES DE LA MRAS BASEES SUR L'OPTIMISATION :	43
3.3.1. Algorithme des moindres carres récursifs :	43
3.3.2 Algorithme de M.I.T :	44
3.4. LES METHODES DE LA MRAS BASEES SUR LA STABILITE :	44
3.4.1.La méthode de LYAPUNOV :	44
3.4.2. La méthode d'hyper stabilité :	44
3.5.DESCRPTION MATHEMATIQUE DE LA COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE REFERENCE (MRAC) :	48
3.6.COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE REFERENCE DANS LE CADRE DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :	52
3.6.1.Commande adaptative par modèle de référence simplifiée (SMRAC) :	53
3.7.SIMULATION ET INTERPRETATION:	55
3.7.1.Application de la commande adaptative par modèle de référence simplifiée à l'ensemble convertisseur –MAS :	60
3.7.2.Résultats de simulation :	61
3.7.3.Interprétation :	66
3.8.Conclusion :	66
CONCLUSION GENERALE	67
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	69
ANNEXES	72

Liste des figures

FIGURE (1.1). MODELE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE.....	5
FIGURE(1.2). TRANSFORMATION DES ENROULEMENTS REELS EN ENROULEMENTS EQUIVALENTS (U,V).....	8
FIGURE(1.3) AXES REELS DE LA MACHINE :.....	11
1.2.3.8. EQUATION D'ETAT DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE :	12
FIGURE(1.4) MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION	15
FIGURE (1.5): REPONSE EN BOUCLE OUVERTE A VIDE DE LA MAS.....	16
FIGURE (1.6): REPONSE EN BOUCLE OUVERTE DE LA MAS CHARGEE AVEC UN COUPLE RESISTANT DE $C_R=5\text{NM}$ A $T=2\text{ S}$	17
FIGURE (1.7) : SCHEMA D'ENSEMBLE CONVERTISSEUR –MACHINE.	18
FIGURE(1.8): REDRESSEUR A DIODES.	19
FIGURE(1.9) : REPRESENTATION DES SEQUENCES DE CONDUCTION DES DIODES ET DE LA TENSION REDRESSEE.....	19
FIGURE (1.10): FILTRE PASSIF LC.	20
FIGURE(1.11) SCHEMA ELECTRIQUE D'UN ONDULEUR MLI [10]	21
FIGURE(1.12). STRATEGIE DE COMMANDE MLI D'UN ONDULEUR	23
FIGURE (1.14) :RESULTAT DE SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MACHINE AVEC APPLICATION D'UNE CHARGE D E($C_R=5\text{NM}$ ENTRE $T=(1\text{ ET }1.5)\text{ S}$)	24
FIGURE (2.1): PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	28
FIGURE (2.2): ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE SUR L'AXE D.....	28
FIGURE (2.3): BLOC DE DECOUPLAGE EN TENSION (FOC).....	30
FIGURE (2.4): SCHEMA DE LA COMMANDE DECOUPLEE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE.....	31
FIGURE (2.5): RESULTATS DE SIMULATION DE LA COMMANDE PAR ORIENTATION FLUX ROTOTRIQUE EN BOUCLE OUVERTE.....	31
FIGURE (2.6) : PROFIL DU FLUX ROTORIQUE DE DEFLUXAGE	32
FIGURE (2.8) : SPECIFICATION DES PERFORMANCES PAR UN SYSTEME DU 1 ^{ER} ORDRE	33
FIGURE(2.9) SYNTHESE D'UN REGULATEUR P.I	33
FIGURE (2.10): SCHEMA DE LA BOUCLE DE REGULATION DE VITESSE.....	34
FIGURE (2.11): REGLAGE DE VITESSE PAR LA METHODE INDIRECTE AVEC APPLICATION DE COUPLE DE CHARGE.....	37
FIGURE (2.12): REGLAGE DE VITESSE PAR LA METHODE INDIRECTE AVEC INVERSION DU SENS DE ROTATION.	38
FIGURE(3.1). STRUCTURE DE LA COMMANDE ADAPTATIVE A MODELE DE REFERENCE	41
FIGURE(3.2). STRUCTURE PARALLELE.....	42
FIGURE (3.3) : STRUCTURE SERIE	42
FIGURE (3.4) STRUCTURE SERIE-PARALLELE	42
FIGURE (3.5) : STRUCTURE SERIE- PARALLELE	43
FIGURE (3.6) : DECOMPOSITION POUR L'ETUDE DE L'HYPER-STABILITE	45
FIGURE (3.7) : REPRESENTATION PARALLELE DU MRAS DANS L'ESPACE D'ETAT . [19]	49
FIGURE (3.8) : REPRESENTATION EQUIVALENTE DE L'ERREUR GENERALISEE. [19].....	50
FIGURE (3.9) : SCHEMA-BLOC GENERALE DE LA STRUCTURE DE (MRAC) DANS LE CADRE DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE.....	53

Liste des figures

FIGURE (3.10) : STRUCTURE DE COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE REFERENCE SIMPLIFIE.....	53
FIGURE (3.11) RESULTATS DE SIMULATION DE MRAC A VIDE	56
FIGURE (3.12) : RESULTATS DE SIMULATION DE MRAC AVEC CR=5NM ENTRE T(2 , 2.5)S.....	57
FIGURE (3.13) :RESULTATS DE SIMULATION DE MRAC AVEC INVERSION DE VITESSE [100,-100] RAD/S	58
FIGURE (3.14) : RESULTATS DE MRAC EN CHARGE AVEC VARIATION DE(RR =+50%RRN) A T= 2S.....	59
FIGURE (3.15) : RESULTA DE MRAC A VIDE AVEC VARIATION DE (RR=150%RRN) A T=2S.....	60
FIGURE (3.16) :RESULTATS DE SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR –MRAC A VIDE	61
FIGURE(3.17) RESULTATS DE SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR –MRAC AVEC CR=5NM ENTRE T=(2ET 2.5)S	62
FIGURE (3.18) :RESULTATS DE SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR –MRAC AVEC INVERSION DE VITESSE [100,-100] RAD/S....	63
FIGURE (3.19) :RESULTATS DE SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR –MRAC EN CHARGE AVEC VARIATION DE(RR =+50%RRN) A T= 2.5S	64
FIGURE (3.20):RESULTATS DE SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR –MRAC A VIDE AVEC VARIATION DE (RR=150%RRN) A T =2S.....	65

Introduction Générale

Introduction Générale

La commande vectorielle a été réalisée dans les années 70 par BLASCHKE sous le nom de découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique. Elle trouve dans la commande des machines électriques à courant alternatif un champ d'investigation très intéressant. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances du rotor et du stator. Plutôt il est important d'utiliser des méthodes de contrôle robustes, soit linéaires ou non linéaires pour rendre la réponse du système insensible aux variations des paramètres et aux effets troubles de la charge. S'adapter a été depuis l'éternité la tâche essentielle de l'être humain, il ne faisait à travers les siècles que s'adapter aux intempéries dans la nature, pour mieux vivre. Pour cela, le contrôle adaptatif s'est avéré très riche et très intéressant. Le contrôle adaptatif est un important domaine du contrôle moderne, traitant le contrôle des systèmes en présence des incertitudes, des perturbations structurelles et des variations environnementales. Il a été pour longtemps, le sujet d'inspiration des ingénieurs de contrôle pour avoir à leur disposition un appareil qui règle par lui-même, en concordance avec ce qui l'entoure, pour maintenir un comportement idéal en boucle fermée. Un système de commande adaptative contient plus d'une boucle de commande à contre-réaction ayant un régulateur, afin de maintenir les performances du système en présence de variations des paramètres du procédé. L'utilisation du contrôle adaptatif est prodigieuse et moins coûteuse vu la simplicité de son implantation surtout avec l'évolution rapide de la micro-électronique, les régulateurs adaptatifs offrent aux applications industrielles d'excellentes performances surtout dans la commande des machines électriques.[1]

Objectif du projet:

L'objectif de ce projet est en premier lieu l'étude des aspects théoriques de la commande adaptative par modèle de référence qui est un domaine très vaste et qui s'améliore de jour en jour en assurant la poursuite, la régulation et la stabilité du processus en boucle fermée. Le deuxième objectif est l'utilisation de la commande adaptative par modèle de référence simplifiée pour commander la machine asynchrone dans le cadre de la commande vectorielle pour rendre la réponse du système insensible aux variations des paramètres et aux effets troubles de la charge.

Structure du mémoire.

Pour satisfaire les besoins de ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de trois chapitres.

1. Le premier chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état puis à la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. La simulation numérique permet la validation des modèles qui seront présentés. est un exposé sur la commande du convertisseur utilisé ainsi qu'une présentation des résultats de simulation de l'association convertisseur-machine.
2. Le second chapitre concerne, dans une première partie la commande par orientation du flux et plus particulièrement celle du flux rotorique qui constitue l'aspect le plus connu de la commande vectorielle des machines asynchrones. Les tests de performance seront effectués par un régulateur classique de type PI
3. Le troisième chapitre est consacré à la présentation de principe de la machine asynchrone . ainsi que ses différentes approches. Ensuite des tests de simulation effectués par le logiciel MATLAB-SIMULINK seront présentes . Enfin ,une conclusion générale de travail que nous avons effectués et les principaux résultats que nous avons obtenus.

Chapitre I:
Modélisation Et
Simulation De La
Machine Asynchrone

1.1. INTRODUCTION:

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite « transformation de Park », qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse.[1]

Dans ce chapitre, il sera présenté la modélisation linéaire de Park d'une machine asynchrone. Ensuite, il sera nécessaire de valider les données par une simulation numérique du modèle de la machine ainsi choisi.

1.1.2. DESCRIPTION :

La machine asynchrone se compose :

- D'un primaire, généralement le stator, portant un bobinage le plus souvent triphasé, logé dans les encoches et relié à la source d'alimentation .
- D'un secondaire, généralement le rotor, qui peut être soit bobiné et en court-circuit soit à cage d'écureuil.

1.1.3. MACHINE ELECTRIQUE IDEALISEE:

La machine électrique idéalisée est une machine ayant les hypothèses suivantes [1][2]

- 1) L'entrefer d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable .
- 2) La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables
- 3) Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- 4) La force magnétique créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

1.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE:

1.2.1. Machine triphasée :

La machine est supposée triphasée au rotor et stator, elle est représentée schématiquement par la figure (1.1).

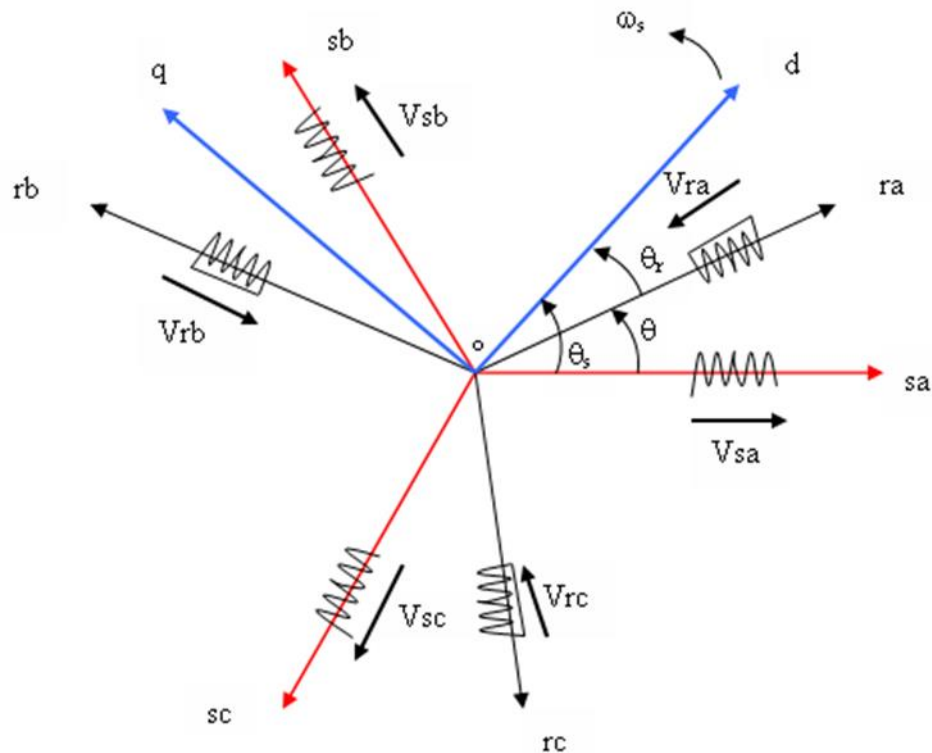


Figure (1.1). Modèle d'une machine asynchrone triphasé

D'après la figure(1.1), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement pour le stator avec l'indice (s) et le rotor(qui peut être soit bobiné ou à cage d'écureuil.) avec l'indice(r)

1.2. 2. Mise en équations du modèle de la machine :

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

- les équations électriques ;
- les équations magnétiques ;
- les équations mécaniques.

Afin de bien mener la modélisation de la machine, il faut adopter les hypothèses simplificatrices suivantes: [3].[4]

- entrefer constant;
- effet des encoches négligé;
- circuit magnétique non saturé et a perméabilité constante;
- pertes ferromagnétiques négligeables;
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte .

Parmi les conséquences de ces hypothèses, on peut citer :

- l'additivité des flux;
- la constance des inductances propres;
- une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et couplée en étoile, les équations de la machine s'écrivent sous la forme matricielle suivante . [1]

1.2.2.1. Equations électriques :

Pour le stator :

$$[V_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (1.1)$$

Pour le rotor :

$$[V_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (1.2)$$

1.2.2.2. Equations magnétiques :

Pour stator :

$$[\phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [L_{sr}] [I_r] \quad (1.3)$$

Pour rotor :

$$[\phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [L_{sr}]^T [I_s] \quad (1.4)$$

Les valeurs instantanées des tensions et des courants de phase du stator et du rotor sont données respectivement par :

$$\begin{aligned} [V_s] &= [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \\ [V_r] &= [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T \\ [I_s] &= [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T \\ [I_r] &= [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T \end{aligned} \quad (1.5)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

La matrice d'inductances statoriques.

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

La matrice d'inductances rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles stator – rotor $[L_{sr}]$ s'écrit sous la forme :

$$[L_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

$$[L_{sr}]^T = [L_{rs}]$$

Avec :

l_s : inductance propre des phases statoriques.

l_r : inductance propre des phases rotoriques.

L_{sr} : inductance mutuelle entre rotor et stator.

M_s : inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ : écart angulaire entre les axes des phases du stator et du rotor.

M_{sr} : maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique

1.2.2.3. Equation mécanique :

L'étude des caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux, fem) mais aussi des paramètres mécanique (couple, vitesse). L'équation du mouvement de la machine s'écrit :

$$C_e = \frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} + \frac{f\omega}{p} + C_r \quad (1.7)$$

Avec :

J moment d'inertie de la machine. $[Kgm^2]$

f coefficient de frottement. $[N.m/rad/s]$

C_r couple résistant imposé à l'arbre de la machine. $[N.m]$

C_e couple électromagnétique développé par la machine donnée par l'expression
 $[N.m]$

ω vitesse rotorique électrique. $[rad/s]$

p nombre de paires pôles

Ω vitesse mécanique donnée par $\Omega = \frac{\omega}{p}$

En faisant substituer les matrices de flux par les matrices des inductances on aboutit à :

$$[V_s] = R_s [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} \{ [I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{sr}] [I_r] \} \quad (1.8)$$

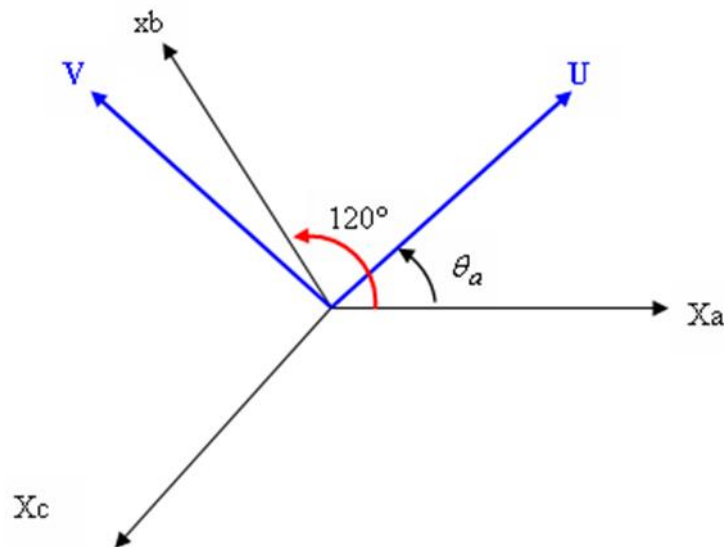
$$[V_r] = R_r [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} \{ [I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [L_{rs}] [I_s] \} \quad (1.9)$$

Les équations (1.7) et (1.8) représentent le modèle asynchrone triphasé réel. La résolution de ces dernières équations se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des mutuelles inductances (1.5) varient en fonction du temps d'où le passage au modèle de Park. [1]

1.2.3. Transformation de Park :

Le modèle de Park est la substitution du modèle triphasé (Equation différentielles à coefficients variables).[2]

par le modèle biphasé caractérisé par deux axes orthogonaux **U** et **V** (**U** axe direct et **V** axe en quadrature) qui a pour effet de rendre les inductances mutuelles et propres du modèle indépendantes de la rotation. la figure (1.2) présente le système d'un axe réel triphasé (X_a , X_b , X_c) et le système d'axe fictif (**U,V**) .



Figure(1.2). Transformation des enroulements reels en enroulements équivalents (u,v)

$$\begin{bmatrix} X_U \\ X_V \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\theta_a)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

(X_U, X_V) système biphasé équivalent se positionnant à θ_a près

X : représente une tension, un courant ou un flux

X_o : composante homopolaire (pour les systèmes triphasés équilibrés, la composante homopolaire est nulle).

$$P(\theta_a) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - 2\pi/3) & \cos(\theta_a + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - 2\pi/3) & -\sin(\theta_a + 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$P^{-1}(\theta_a) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a - 2\pi/3) & -\sin(\theta_a - 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_a + 2\pi/3) & -\sin(\theta_a + 2\pi/3) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$[P(\theta_a)]$: Matrice de transformation de park.

L'angle θ_a dans la matrice $[P(\theta_a)]$, prend la valeur θ_s pour les grandeurs statoriques et la valeur (θ_r) pour les grandeurs rotoriques.

Avec:

- θ_a angle de positionnement de l'axe (U,V) par rapport à l'axe réel (X_a, X_b, X_c)
- $\omega_a = \frac{d\theta_a}{dt}$ vitesse de coordonnée de l'axe (U,V) .

1.2.3.1. Equations électriques :

La transformation de Park consiste à appliquer aux grandeurs courants, tensions et flux un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes U et V. les expressions des tensions statoriques et rotoriques dans ce système après transformation s'écrivent comme suit: [3]

$$\begin{bmatrix} V_{us} \\ V_{vs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{us} \\ i_{vs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{us} \\ \phi_{vs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{us} \\ \phi_{vs} \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ur} \\ i_{vr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ur} \\ \phi_{vr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ \omega_a - \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ur} \\ \phi_{vr} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

1.2.3.2. Equations du flux :

$$\begin{cases} \phi_{us} = L_s i_{us} + M i_{ur} \\ \phi_{vs} = L_s i_{vs} + M i_{vr} \end{cases} \quad (1.15)$$

Avec :

$L_s = l_s - M_s$ inductance cyclique propre du stator .

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$ inductance cyclique mutuelle propre de l'effet des trois phases statoriques sur une phase du stator .

De la même manière pour le rotor ,on obtient :

$$\begin{cases} \phi_{ur} = L_r i_{ur} + M i_{us} \\ \phi_{vr} = L_r i_{vr} + M i_{vs} \end{cases} \quad (1.16)$$

Avec :

$L_r = l_r - M_r$ Inductance cyclique propre du rotor,

1.2.3.3. Définitions des différents référentiels :

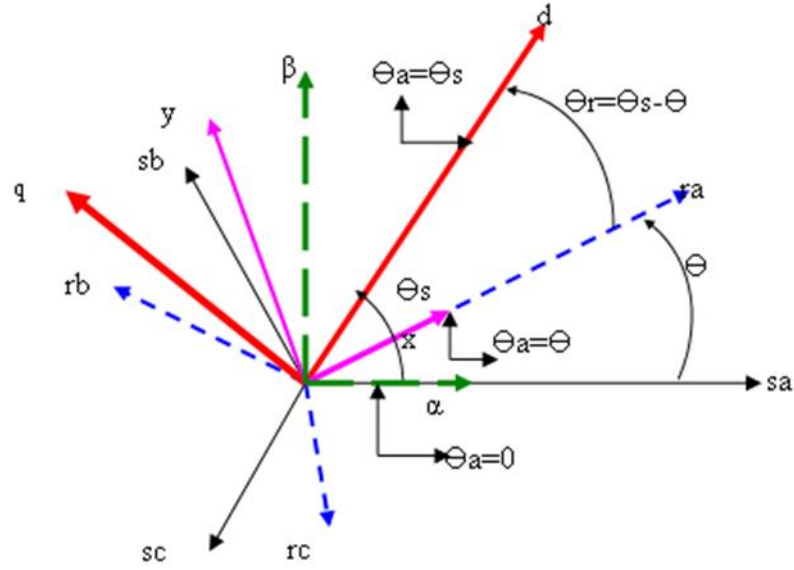
Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (u,v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux Figure (1.3).

➤Référence des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = 0)$ (— — —)

➤Référence des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = \theta_s)$ (—)

➤Référence des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux $(\theta_a = \theta)$ (—)

Avec l'angle θ_a : est une position quelconque d'observation que l'on peut choisir de trois manières différente.



Figure(1.3) Axes réels de la machine : Axes(α, β), Axes(x, y), Axes(d, q). [4]

1.2.3.4. Référentiel immobile par rapport au stator (système α, β) :

Les axes de référence (U,V) sont collés sur le stator (repère fixe) on a :

$$\theta_a = 0 \quad \text{et} \quad \theta_r = \theta_a - \theta = -\theta \quad \text{d'ou:} \quad \omega_a = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

Qui permet d'obtenir le système d'équation dans le repère (α, β):

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha s} \\ \phi_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha r} \\ V_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

1.2.3.5. Référentiel lié au rotor (système x, y) :

Les axes de référence sont fixes par rapport au rotor d'ou :

$$\theta_a = \theta \quad \text{et} \quad \theta_r = 0 \quad \Rightarrow \quad \omega_a = \frac{d\theta}{dt} = \omega \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = 0$$

Ce qui permet d'avoir :

$$\begin{bmatrix} V_{x.} \\ V_{y.} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

$$\begin{bmatrix} V_{x.r} \\ V_{y.r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{x.r} \\ i_{y.r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{x.r} \\ \phi_{y.r} \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

1.2.3.6. Référentiel immobile au champ tournant (système d, q) :

Les axes de référence sont tournantes au synchronisme d'où :

$$\begin{aligned}\theta_a &= \theta_s \Rightarrow \omega_a = \omega_s & \omega_r &= \omega_a - \omega = \omega_s - \omega \\ \frac{d\theta}{dt} &= \omega \\ \frac{d\theta_s}{dt} &= \omega_s \\ \frac{d\theta_r}{dt} &= \omega_r\end{aligned}\quad (1.21)$$

Ce qui permet d'avoir :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_r \phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_r \phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (1.24)$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \quad (1.25)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{qr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{dr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (1.26)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel ,est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent il est alors plus aisé d'en faire la régulation. [1]

1.2.3.7. Equation du Couple Electromagnétique :

$$C_e = \frac{pM}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (1.27)$$

1.2.3.8. Equation D'état du Modèle de la machine Asynchrone :

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques V_{ds} et V_{qs} et comme perturbation le couple résistant C_r . Elle peut être

décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques $(i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr})$.

En remplaçant les expressions (1.24) et (1.25) dans l'équation (1.23), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_s L_s i_{qs} - \omega_s M i_{qr} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{di_{qs}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} - \omega_s L_s i_{ds} - \omega_s M i_{dr} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + L_r \frac{di_{dr}}{dt} + M \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r L_r i_{qr} - \omega_r M i_{qs} = 0 \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + L_r \frac{di_{qr}}{dt} + M \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_r L_r i_{dr} + \omega_r M i_{ds} = 0 \end{cases} \quad (1.28)$$

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état. Le modèle sera de la forme :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (1.29)$$

Avec :

$$X = [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr}]^T \quad \text{vecteur d'état}$$

$$U = [V_{ds} \ V_{qs}] \quad \text{vecteur de commande}$$

Après tout calcul fait on trouve :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} & \frac{1-\sigma}{M \sigma} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M \sigma}\right) \omega & \frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

et la matrice de commande :

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

avec :

$$\omega_r = \omega_s - \omega$$

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad \text{coefficient de dispersion}$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{Constante de temps statorique}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{Constante de temps rotorique}$$

Dans le but de simplifier la réalisation par . Simulink la matrice [A] peut être décomposée de la forme suivante :

$$[A] = [A1] + \omega[A2] + \omega_s[A3]$$

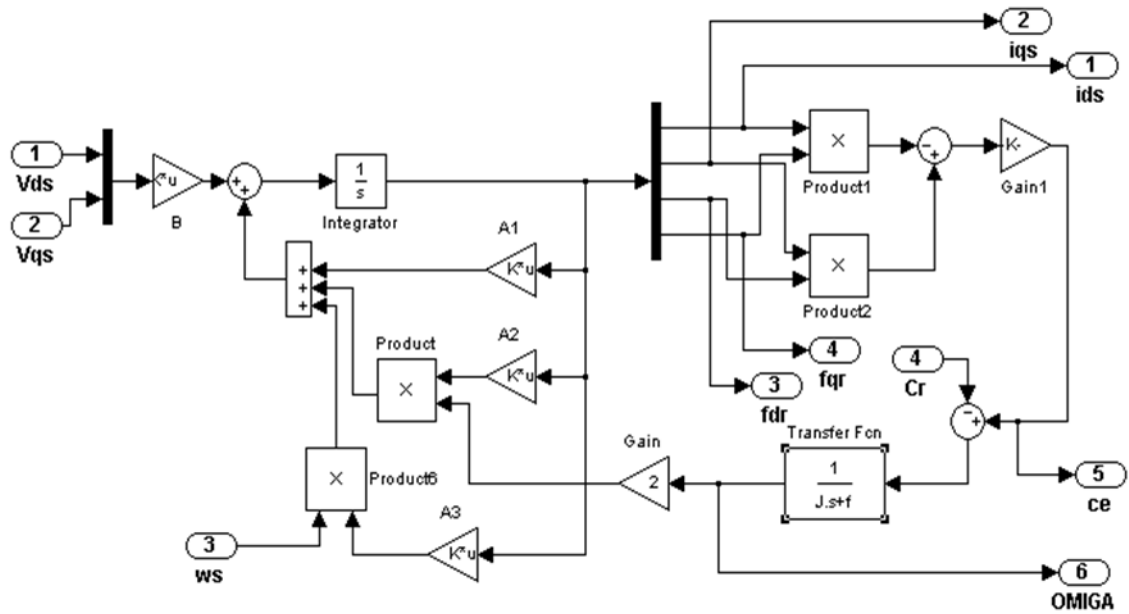
Avec :

$$[A1] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} & 0 \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

$$[A_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M} \\ 0 & 0 & -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma M}\right) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

$$[A_3] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

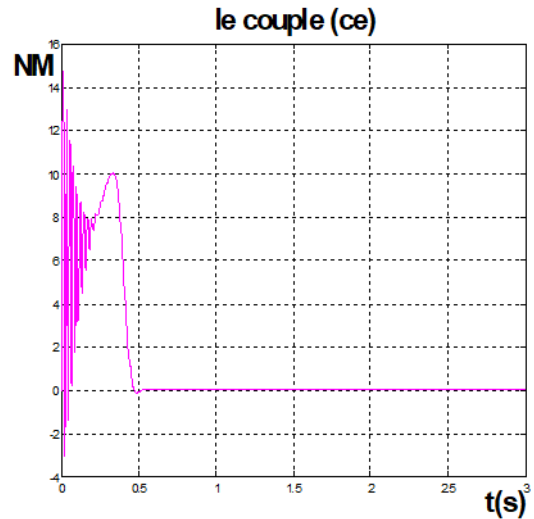
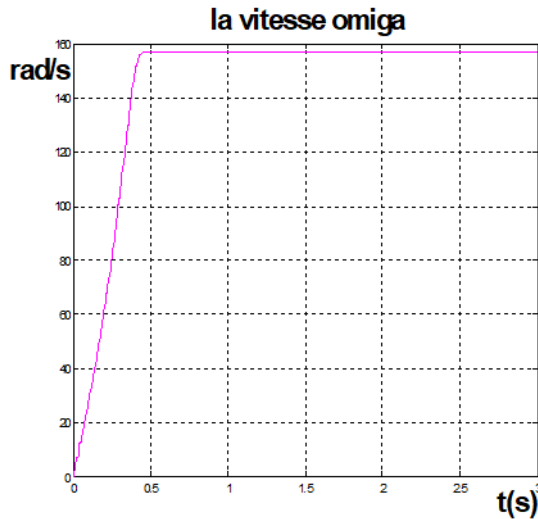
le modèle obtenu est traduit par le schéma bloc suivant :



Figure(1.4) modèle de la machine asynchrone alimentée en tension

1.2.3.9.simulation numérique et interprétations :

Les figures ((1.5) et (1.6))présentent les résultats de simulation du moteur asynchrone raccordé directement au réseau. A vide et en charge ,nous avons appliqué un échelon de perturbation C_r de 5(Nm) à ($t=2s$). sur la machine



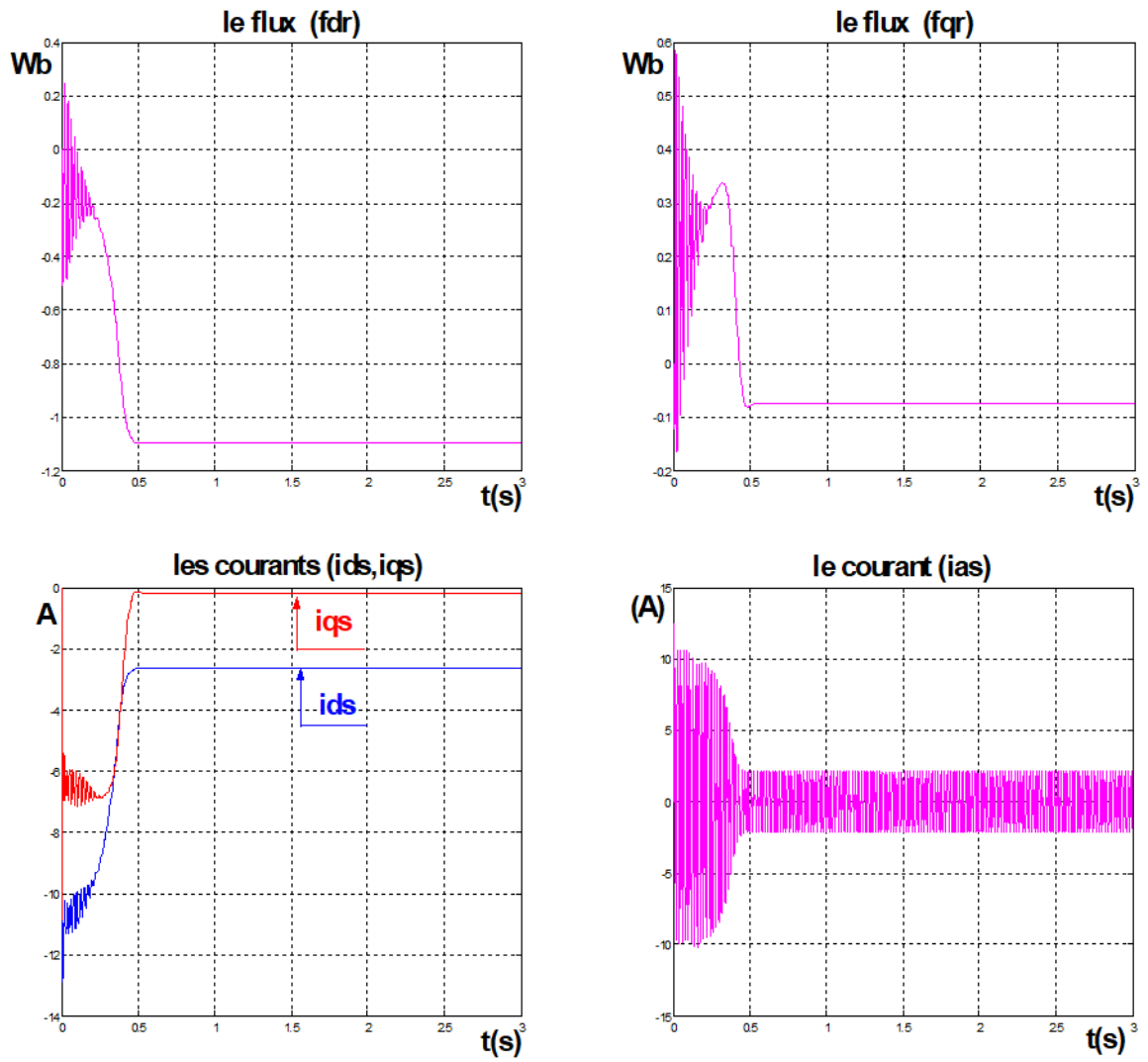
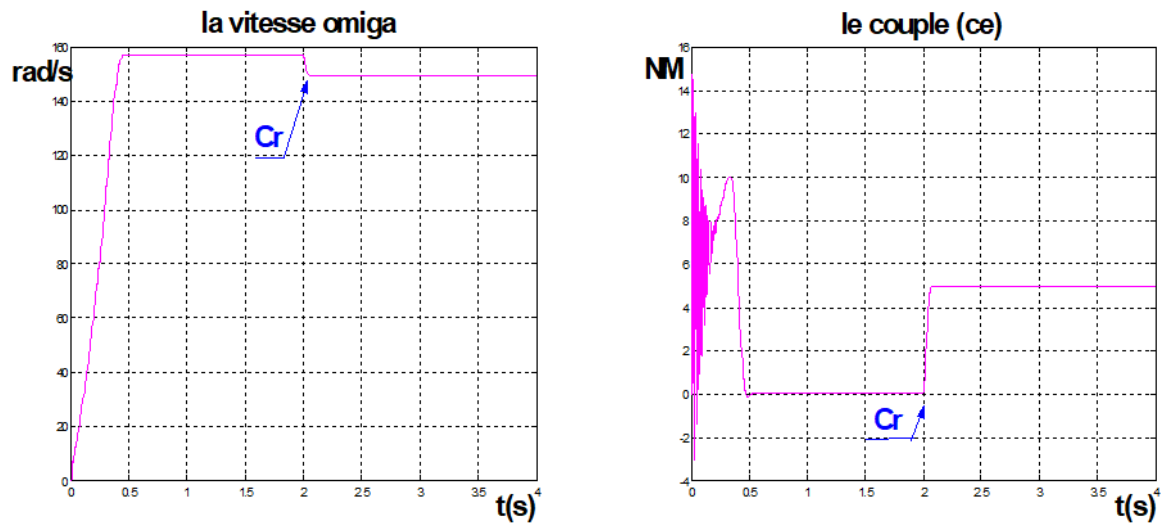


Figure (1.5): Réponse en boucle ouverte à vide de la MAS



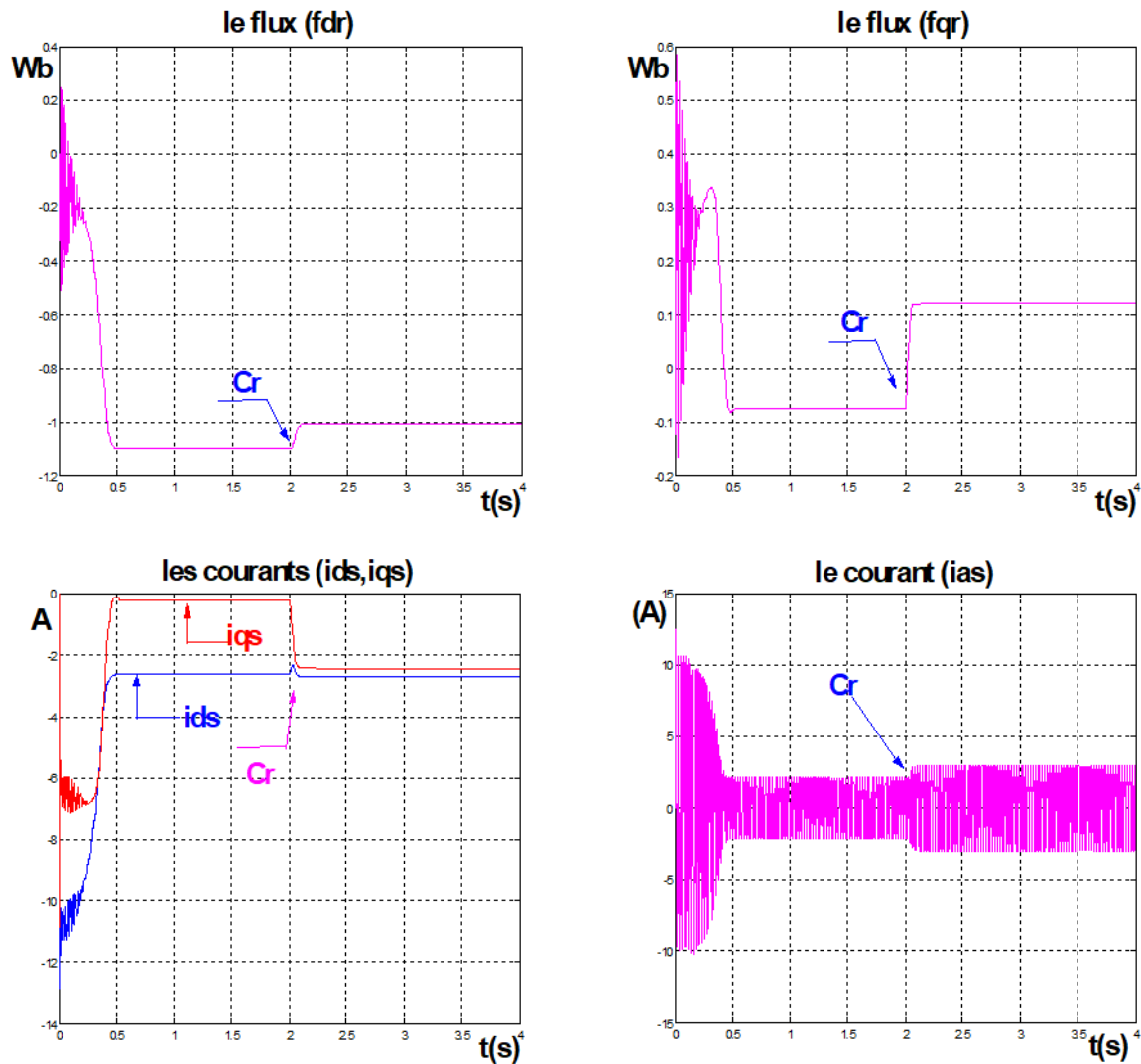


Figure (1.6): Réponse en boucle ouverte de la MAS chargée avec Un couple résistant de $C_r=5\text{Nm}$ à $t=2\text{ s}$

Interprétation des résultats de simulation :

Les figures ((1.5),(1.6)) montrent l'évolution de vitesse Ω , du couple électromagnétique C_e , des flux (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}) et les courants (i_{ds}, i_{qs}, i_{as}) lors d'un démarrage de la machine, suivi d'une application du couple de charge.

L'allure de la caractéristique de vitesse Ω n'est pas régulièrement croissante mais a tendance à osciller tout en croissant en valeur moyenne ce qui est dû à l'inertie des masses tournantes. La vitesse s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme au bout de 0.42s.

La courbe du couple (C_e) présente au premiers instants du démarrage des pulsations. Ce couple pulsant est transmis à la partie mécanique, avant qu'il se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottement et ventilation. (fonctionnement a vide figure (1.5))

Ou bien $C_e = C_r$ (fonctionnement en charge) figure (1.6).

Aux premiers instants, le courant statorique présente des dépassements excessifs avec faible vitesse mais ils disparaissent au bout de quelques alternances et on obtient une forme sinusoïdale d'amplitude constante

Après que le régime permanent est atteint, la machine est sollicitée par une charge (figure(1.6)) perturbatrice de 5Nm à ($t=2s$). Pendant ce temps, le flux magnétique augmente ce qui explique le couplage qui existe entre le flux et le couple électromagnétique.

1.3. MODELISATION DE L'ALIMENTATION :

La machine asynchrone est alimentée par onduleur de tension à modulation de la largeur d'impulsion (M.L.I) . L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur 220V/380V via un redresseur à diodes et un filtre LC (figure (1.7)):

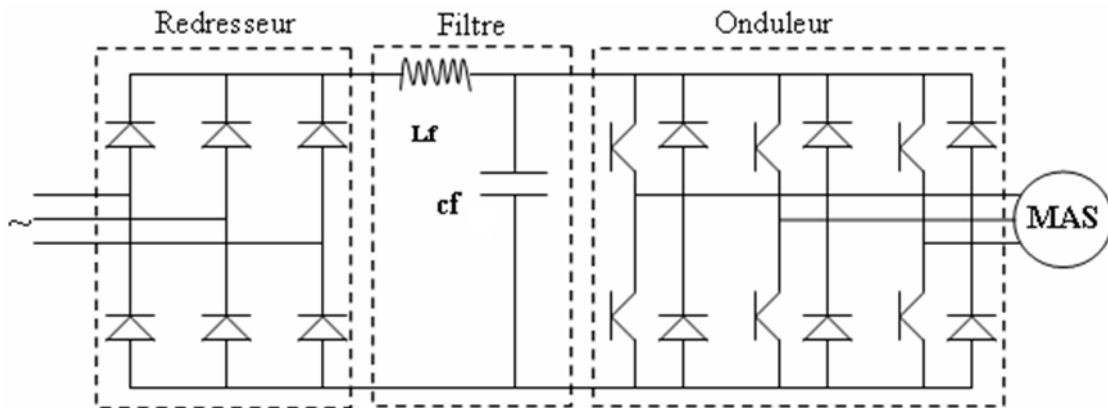


Figure (1.7) : Schéma d'ensemble convertisseur –machine.

1.3.1. Modélisation du redresseur

Nous avons utilisé le pont de Graetz triphasé à diodes alimenté par un système de tensions équilibrées sinusoïdale triphasée (figure 1.8). Deux diodes d'un même bras ne peuvent conduire simultanément; lorsque D_1 conduit, l'une des deux diodes D_2 et D_3 conduit également, il en vient que D_1 conduit lorsque V_1 est supérieur à V_2 et V_3

$$V_1 = \text{Max}(V_j) ; j=1,2,3 \quad (1.35)$$

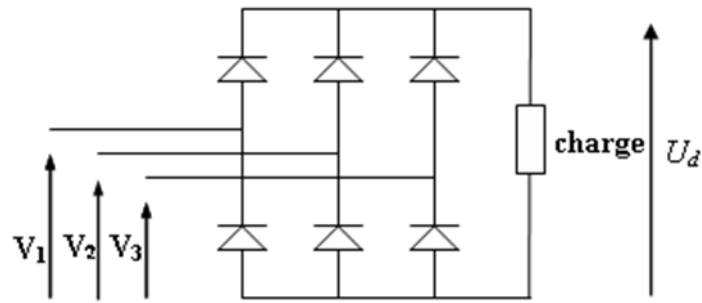
Le même raisonnement conduit aux conditions suivantes :

$$- D_i \text{ conduit si } V_i = \text{Max}(V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3. \quad (1.36)$$

$$- D'_i \text{ conduit si } V_i = \text{Min}(V_j) ; j=1,2,3 ; i=1,2,3.$$

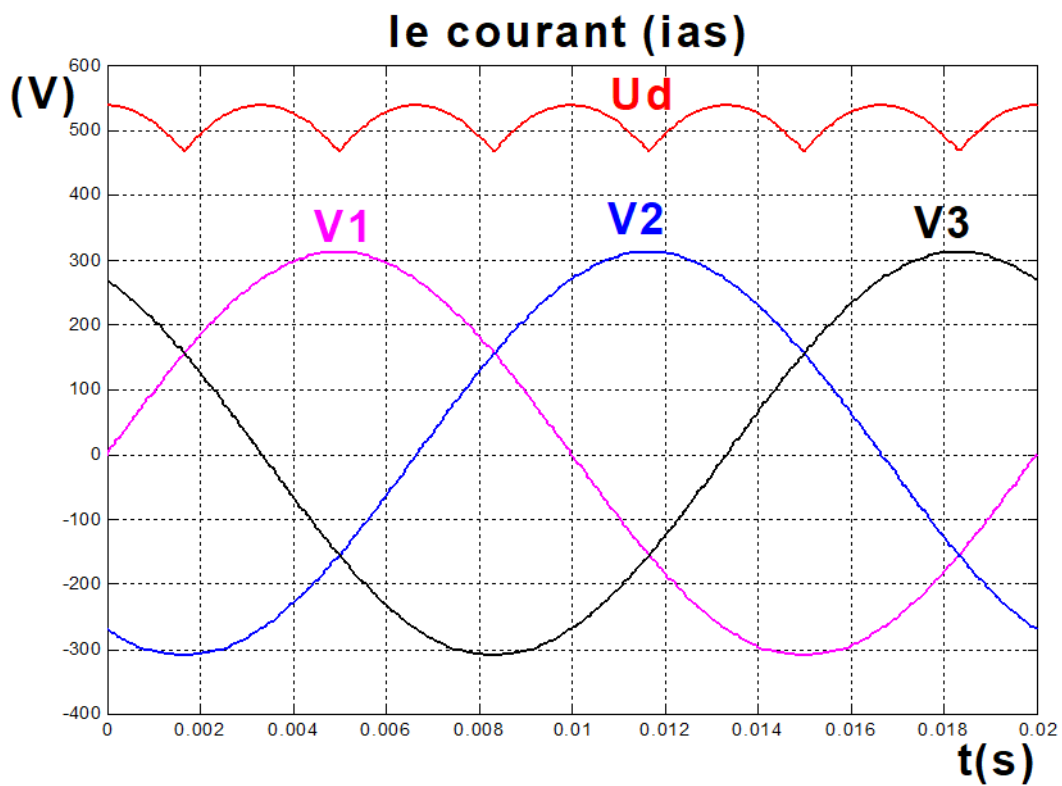
Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

$$U_d = \text{max}(V_j) - \text{min}(V_j) ; j=1,2,3. \quad (1.36)$$



Figure(1.8): Redresseur à diodes.

La tension redressée instantanée obtenue par ce redresseur (figure(1.9)) présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtrage. [6][7]



Figure(1.9) : Représentation des séquences de conduction des diodes et de la tension redressée.

1.3.2. Modélisation du filtre :

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur, on utilise le montage de la figure (1.10), le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé comme suit :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance, et transitoirement le stockage des Impulsions renvoyées par l'onduleur ;
- Il dérive les harmoniques de courant créés par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.

- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation, que ce soit ces fluctuations viennent du redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur. Le maintien de cette tension continue apparaît comme un facteur favorisant de la stabilité des montages variateurs de vitesse ;
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court circuit en freinant grâce à l'inductance, l'apport d'énergie extérieur en cas de rôle de commutation de l'onduleur.

Les grandeurs qui interviennent pour dimensionner le filtre sont :

1. La tension U_f d'alimentation de l'onduleur ;
2. La composante continue du courant exigé i_f ;
3. L'ondulation maximale de ce courant et celle tolérée sur la tension U_f dans les plus mauvaises conditions.

Dans un tel filtre, l'inductance L_f (de résistance interne R_f) doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée (en mH). La capacité C_f du filtre correspond aussi en général à des valeurs considérables de plusieurs mF le cas d'échéant. [9]

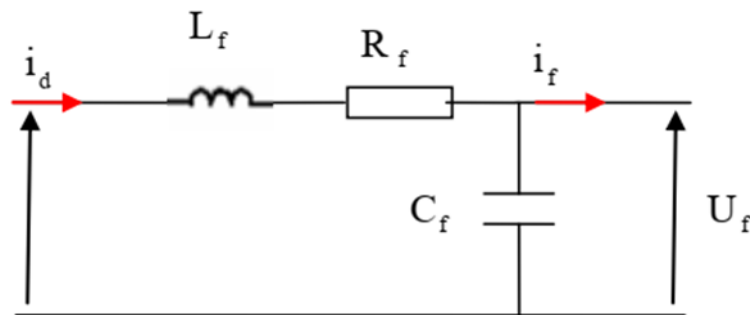


Figure (1.10): Filtre passif LC.

1.3.2.1 Equations du filtre :

$$L_f \frac{di_d}{dt} = (U_d - U_f - R_f i_d) \quad (1.38)$$

$$\frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \quad (1.39)$$

1.3.2.2 Calcul des paramètres :

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert $F(S)$ du filtre :

$$F(S) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{L_f C_f S^2 + R_f C_f S + 1} \quad (1.40)$$

La pulsation de coupure correspondante est :

$$\omega_r = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \frac{R_f^2}{L_f^2}} \quad (1.41)$$

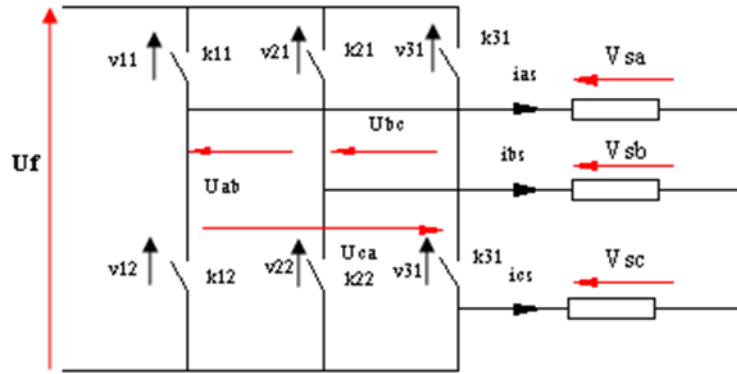
Pour limiter les ondulations du courant i_d et de la tension U_f , il faudra que :

$$\omega_f < 2\pi f \text{ Où } f \text{ est la fréquence de réseau } (f=50 \text{ Hz}).$$

1.3.3. Modélisation et simulation de l'onduleur MLI :

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances.

constitué de trois bras menus de diodes de récupérations. La commande des interrupteurs du même bras est complémentaire; lorsqu'un interrupteur conduit, l'autre est bloqué figure (1.11).



Figure(1.11) Schéma électrique d'un onduleur MLI [10]

1.3.3.1 Fonction de connexion :

Chaque interrupteur K_{ci} ($c=1,2,3$ et $i=1,2$), supposé idéalisé, introduit une fonction de connexion f_{ci} . Le courant i_{ci} qui le traverse et la tension V_{ci} à ces bornes ont respectivement pour expressions

$$i_{ci} = f_{ci} i_c \text{ et } V_{ci} = (1 - f_{ci}) U_c \quad (1.42)$$

Avec $f_{ci}=0$: interrupteur ouvert, $f_{ci}=1$: interrupteur fermé.

I_c : courant commuté; U_c : tension commutée.

Le courant i_c correspond aux courants dans la charge i_{as} , i_{bs} ou i_{cs} et U_c à la tension continue d'alimentation U_f . a un instant donné un seul des deux interrupteurs d'un même bras est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{c1} + f_{c2} = 1 \quad (1.43)$$

A partir des notations de la figure (1.11) donnant la tension aux bornes de chaque interrupteur, en déduit aisément les expressions des tensions composées :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= V_{sa} - V_{sb} = V_{21} - V_{11} \\ U_{bc} &= V_{sb} - V_{sc} = V_{31} - V_{21} \\ U_{ca} &= V_{sc} - V_{sa} = V_{11} - V_{31} \end{aligned} \quad (1.44)$$

En introduisant les fonctions de connexion relative à chacun d'entre eux, il vient :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_f \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, il en découle:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (1.46)$$

1.3.3.2. Technique de commande M.L.I :

Cette technique consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur. Ce procédé présente l'avantage de repousser les harmoniques de rangs faibles à des rangs ordres plus élevé ce qui facilite leur filtrage. Il permet aussi la variation à la fois de l'amplitude du fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs en fait appel à la technique M.L.I (Modulation de Largeur d'Impulsion) qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de références sinusoïdales et une tension de modulation triangulaire.

Le principe de la stratégie de commande (figure(1.12)) triangulo-sinusoidale consiste à commander chaque bras en comparant le signal de référence (modulante) correspond à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée. [6][7][8]

Les signaux de références sont donnés par l'équation suivante :

$$V = r \sin[(2\pi f)t - 2(j-1)\pi/3] \quad j=1,2,3 \quad (1.47)$$

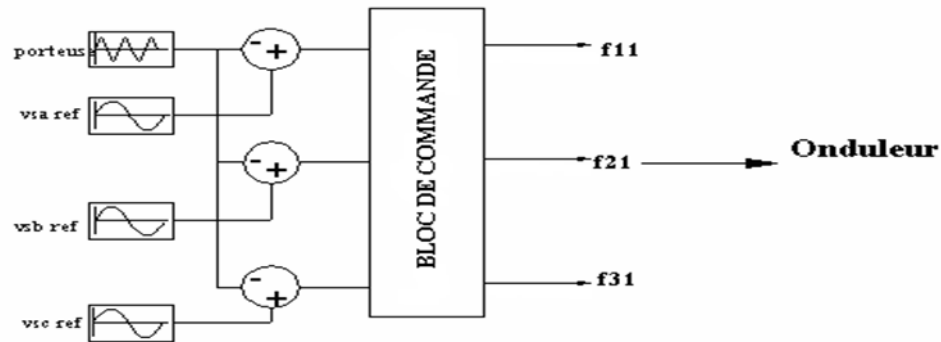
Avec r c'est le coefficient de réglage en tension: égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation.

L'équation de la porteuse sur une période est donnée par: [6]

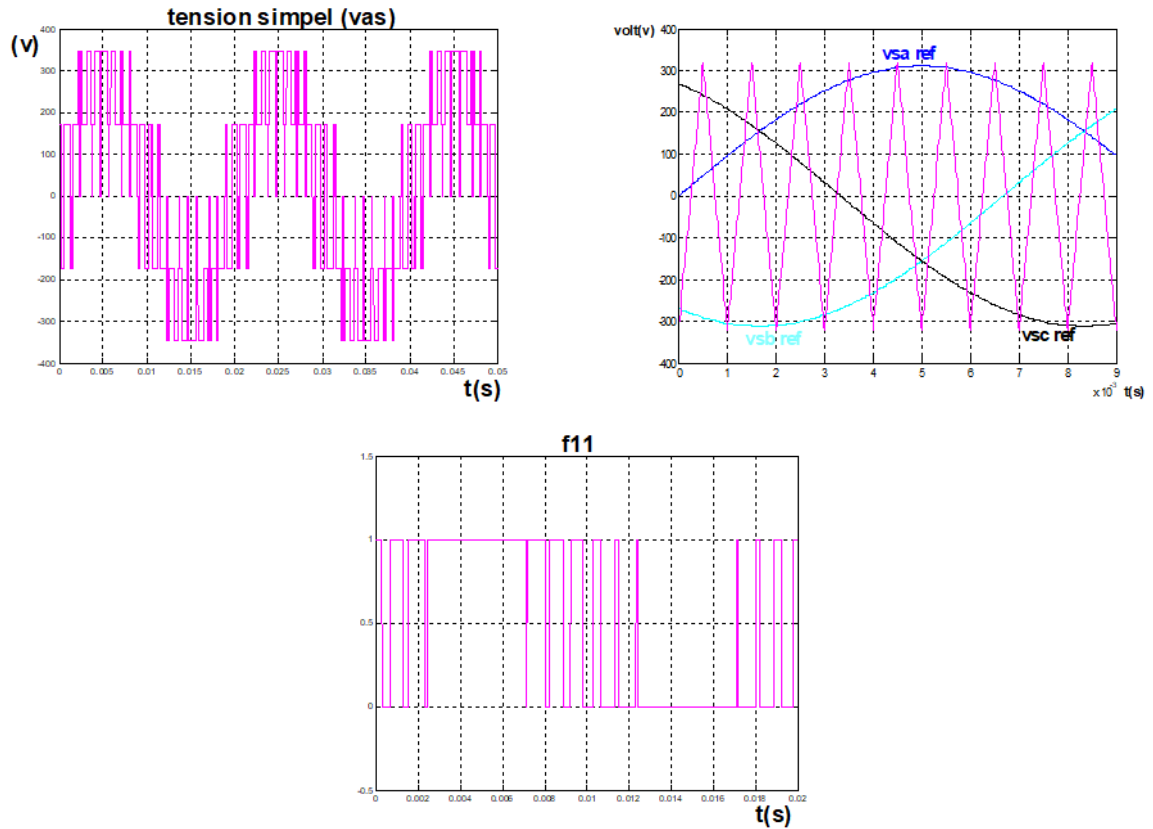
$$\begin{cases} \frac{4t}{T_p} - 1 & \text{si } t \in [0, \frac{T_p}{2}] \\ 3 - \frac{4t}{T_p} & \text{si } t \in [\frac{T_p}{2}, T_p] \end{cases} \quad (1.48)$$

Où $T_p = \frac{1}{f_p}$ et $f_p = mf$ avec m c'est l'indice de modulation: égale au rapport de la fréquence de la porteuse à la fréquence de la référence .

Le résultat du simulation de M.L.I est donné par la figure (1.13)



Figure(1.12). Stratégie de commande MLI d'un onduleur



1.4.SIMULATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR – MACHINE :

Les résultats de simulation de l'association convertisseur-MAS sont représentés dans la figure(1.14)

1.4.1. Résultat de simulation :

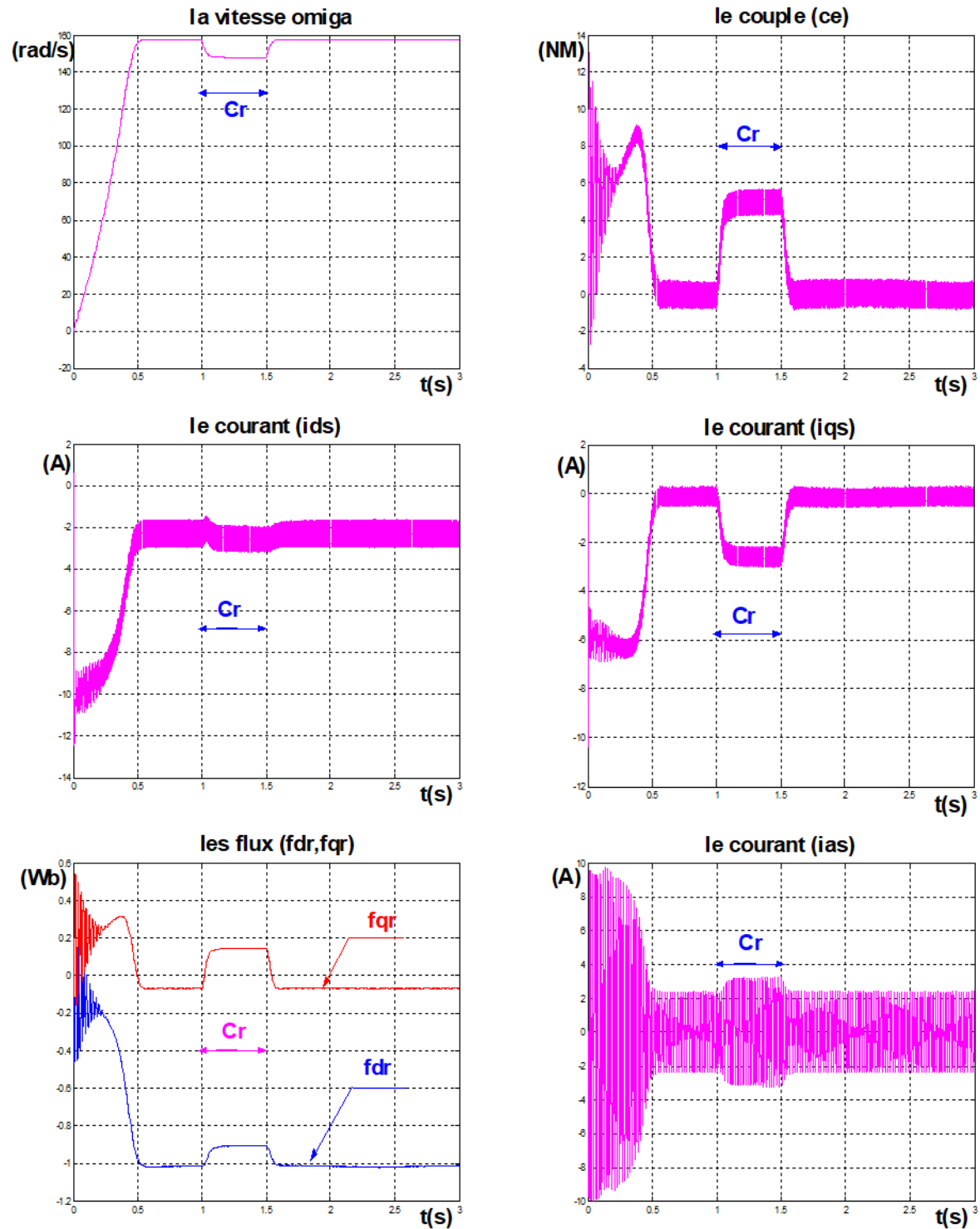


Figure (1.14) :résultat de Simulation de l'association convertisseur machine avec application D'une charge d e($C_r = 5 \text{ Nm}$ entre $t = (1 \text{ et } 1.5) \text{ s}$)

1.4.2 Interprétations :

La figure (1.14) présente le démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Lorsque le régime permanent est atteint, on applique une perturbation de charge ($C_r=5\text{Nm}$) entre 1 et 1.5 seconde. La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe sous pleine tension, montre une différence dans la forme du couple. Dans le cas d'une alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations.

Les allures des composants des flux rotorique, et du courant statorique sont semblables à celles obtenues avec alimentation directe sous pleine tension, mais avec des amplitudes moins importantes pour les composantes du flux. [11]

1.5 CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone avec son alimentation. La complexité de ce modèle a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park qui ramène la machine triphasée en une machine diphasé équivalente.

D'autre part nous avons constaté que lorsque le moteur est chargé sa vitesse de rotation chute

considérablement. Ceci nécessite sa régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge.

Chapitre II:
Commande vectorielle
de la machine
asynchrone

2.1. INTRODUCTION :

La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la relative simplicité de la commande de cette machine.

En effet le control vectoriel permet de contrôler les valeurs instantanées des grandeurs électriques de la machine asynchrone ce qui permet d'avoir une dynamique assez élevée grâce au découplage du flux et du couple. Un des grands avantages de la commande vectorielle est l'obtention d'un couple élevé, pendant les transitoires, ce qui se traduit par une réponse rapide aux changements de charge ou de consigne de vitesse. Dans la littérature spécialisée on dénombre beaucoup de techniques employées pour la **C.V** des **MAS** entre outre, la plus utilisée est celle par orientation du flux rotorique qui sera présentée dans ce chapitre. [12]

2.1.2. introduction à la commande vectorielle :

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. Le référentiel de travail pour la commande est celui lié au champ tournant afin que l'axe «d» coïncide avec la direction désirée du flux, qui peut être rotorique, statorique ou d'entrefer. Ainsi, il est possible d'orienter les différents flux de la machine comme suit : [13]

- Flux rotorique : $\phi_{rd} = \phi_r$; $\phi_{rq} = 0$
 - Flux statorique : $\phi_{sd} = \phi_s$; $\phi_{sq} = 0$
 - Flux d'entrefer : $\phi_{gd} = \phi_g$; $\phi_{gq} = 0$
- (1.49)

2.2. principe de base de la commande vectorielle

2.2.1. Description :

Le principe du découplage consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée; ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple. [13] (figure (2.1)). On dissocie ainsi le courant statorique en deux composantes i_{ds} et i_{qs} en quadrature de telle sorte que le courant i_{ds} soit orienté suivant l'axe du flux rotorique. A flux rotorique constant, le couple dépend alors uniquement du courant i_{qs} figure (2.2)

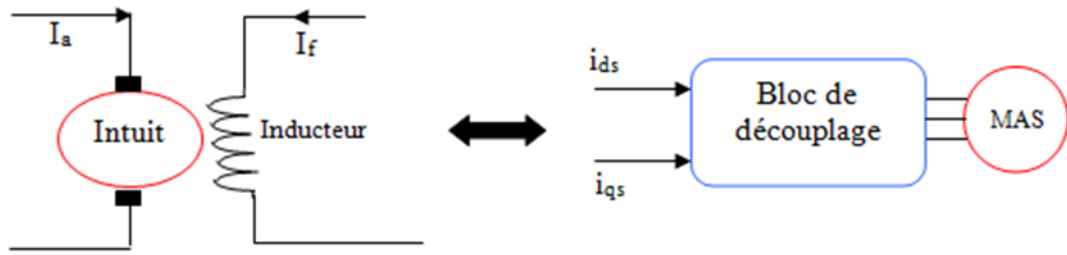


Figure (2.1): Principe de la commande vectorielle.

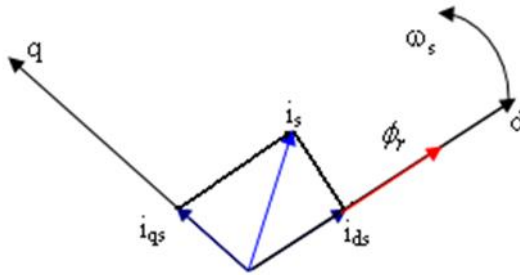


Figure (2.2): Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

Ainsi, en agissant sur les variables i_{ds} et i_{qs} , les grandeurs ϕ_r et C_e sont commandées séparément ; cela se traduit par :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Deux méthodes de commande sont à distinguer: directe et indirecte. La méthode directe consiste à déterminer la position et le module du flux. Pour cela, deux procédés sont utilisés à savoir la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteurs ou l'estimation du flux à l'aide du modèle mathématique de la machine . En revanche, la méthode indirecte consiste à ne pas utilisé l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas le flux n'est pas contrôlé directement [14]

2.3.METHODE DE COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :

Les équations de la machine dans un référentiel lié au champ tournant deviennent(après l'injection de la condition (2.1)).dans le modèle d'état de la machine (1. 29) :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}^*}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[(R_s + \frac{L_s(1-\sigma)}{Tr}) i_{ds}^* + \omega_s^* \sigma L_s i_{qs}^* + L_s \frac{(1-\sigma)}{MT_r} \phi_r^* + V_{ds}^* \right] \\ \frac{di_{qs}^*}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\sigma L_s \omega_s^* i_{ds}^* - (R_s + \frac{L_s(1-\sigma)}{Tr}) i_{qs}^* - L_s \frac{(1-\sigma)}{M} \omega \phi_r^* + V_{qs}^* \right] \\ \frac{d\phi_r^*}{dt} = \frac{M i_{ds}^* - \phi_r^*}{T_r} \end{cases} \quad (2.2)$$

De (2.2) on trouve

$$\begin{cases} V_{ds}^* = (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{ds}^* + \sigma L_s \frac{di_{ds}^*}{dt} - \frac{M}{L_r^2} \phi_r^* R_r - \omega_s^* \sigma L_s i_{qs}^* \\ V_{qs}^* = \sigma L_s \frac{di_{qs}^*}{dt} + \omega_s^* \sigma L_s i_{ds}^* + (R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}) i_{qs}^* + \frac{M}{L_r} \omega \phi_r^* \\ \phi_r^* = \frac{M}{1 + T_r s} i_{ds}^* \\ \omega_r^* = \frac{M}{\phi_r^* T_r} i_{qs}^* \\ C_e^* = \frac{pM}{L_r} \phi_r^* i_{qs}^* \end{cases} \quad (2.3)$$

ϕ_r^* : Flux de référence .

C_e^* : Couple de référence.

Après le passage par une transformation de Laplace nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = (R_s + s\sigma L_s) I_{ds}^* + s \frac{M}{L_r} \phi_r^* - \omega_s^* \sigma L_s I_{qs}^* \\ V_{qs}^* = (R_s + s\sigma L_s) I_{qs}^* + \omega_s^* \frac{M}{L_r} \phi_r^* + \omega_s^* \sigma L_s I_{ds}^* \\ \phi_r^* = \frac{M I_{ds}^*}{1 + sT_r} \quad \text{ainsi} \quad \phi_r^* = M I_{ds}^* \quad \text{en régime permanent . [15]} \\ \omega_r^* = \frac{M}{T_r \phi_r^*} I_{qs}^* \\ \omega_s^* = p\Omega + \frac{M}{T_r \phi_r^*} I_{qs}^* \end{cases} \quad (2.4)$$

Nous constatons que seule la composante directe du courant statorique i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique ϕ_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{qs} si le flux rotorique ϕ_r est toutefois maintenu constant .[16][17]

D'où nous tirons une commande découplée en tension qui consiste à contrôler la composante directe V_{ds} et en quadrature V_{qs} de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaité dans la machine. Le bloc de découplage en tension, appelé F.O.C (Field Oriented Control), est donné par la figure(2.3).

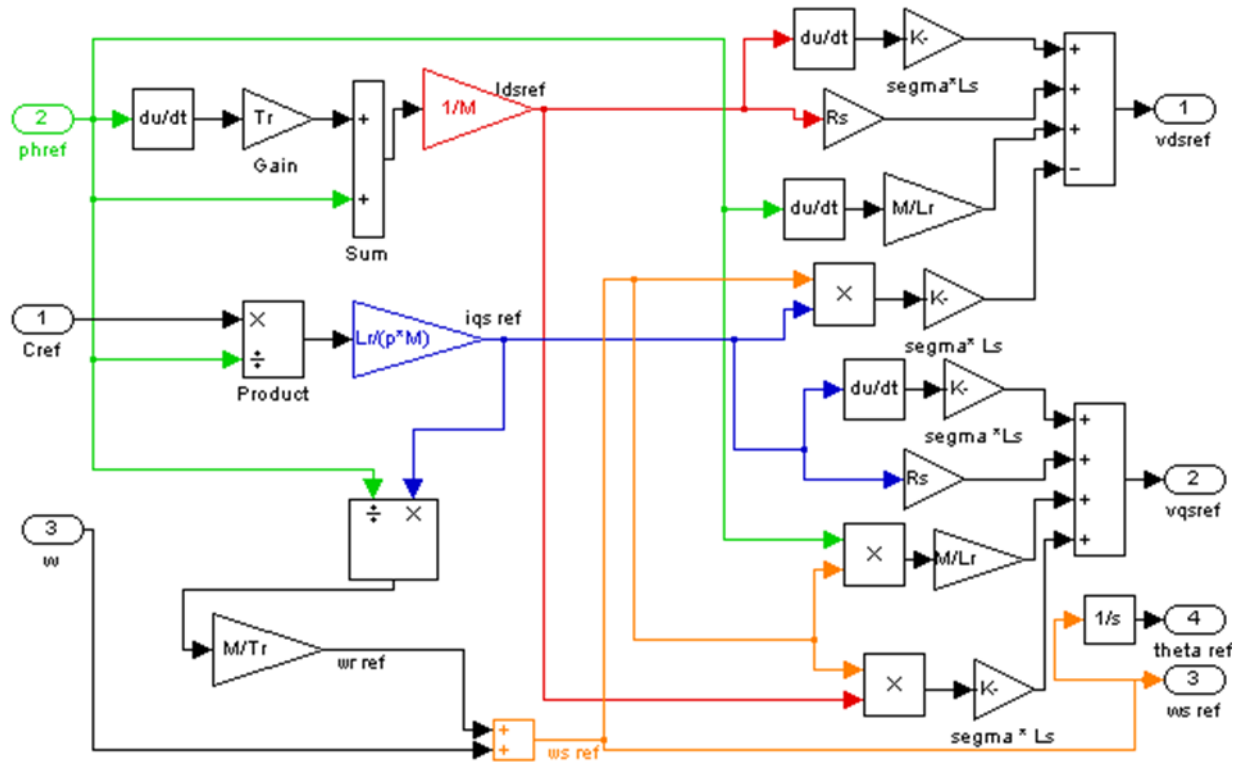


Figure (2.3): Bloc de découplage en tension (FOC).

Nous réalisons finalement la commande découplée suivant

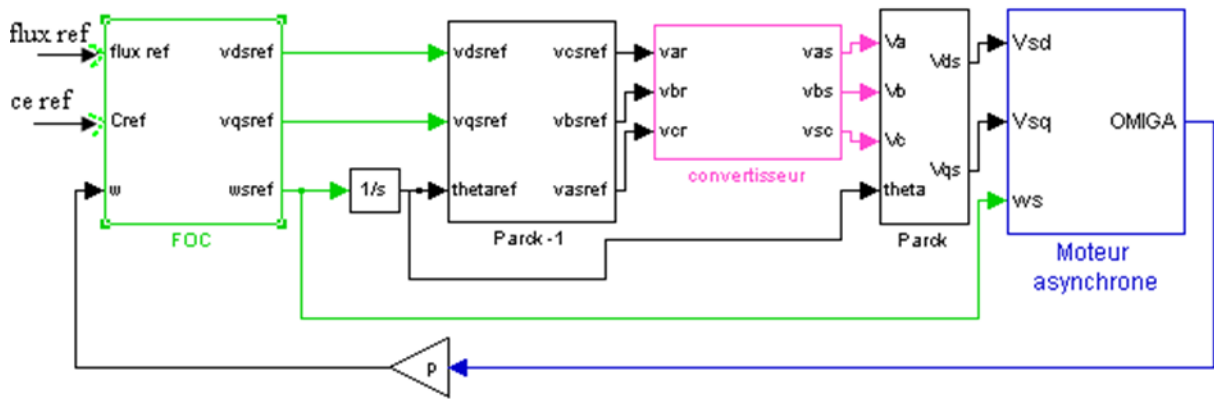


Figure (2.4): Schéma de la commande découplée par orientation du flux rotorique

Afin de vérifier le découplage introduit par cette commande entre le flux et le couple, nous simulons le système en imposant une référence de flux rotorique de 1Wb, et un couple de référence de forme en créneau [+5Nm,-5Nm]. Nous remarquons que le couple électromagnétique suit parfaitement la référence imposée et que le flux rotorique s'oriente suivant l'axe (d) puisque la composante ϕ_{qr} tend vers zéro (figure (2.5)).

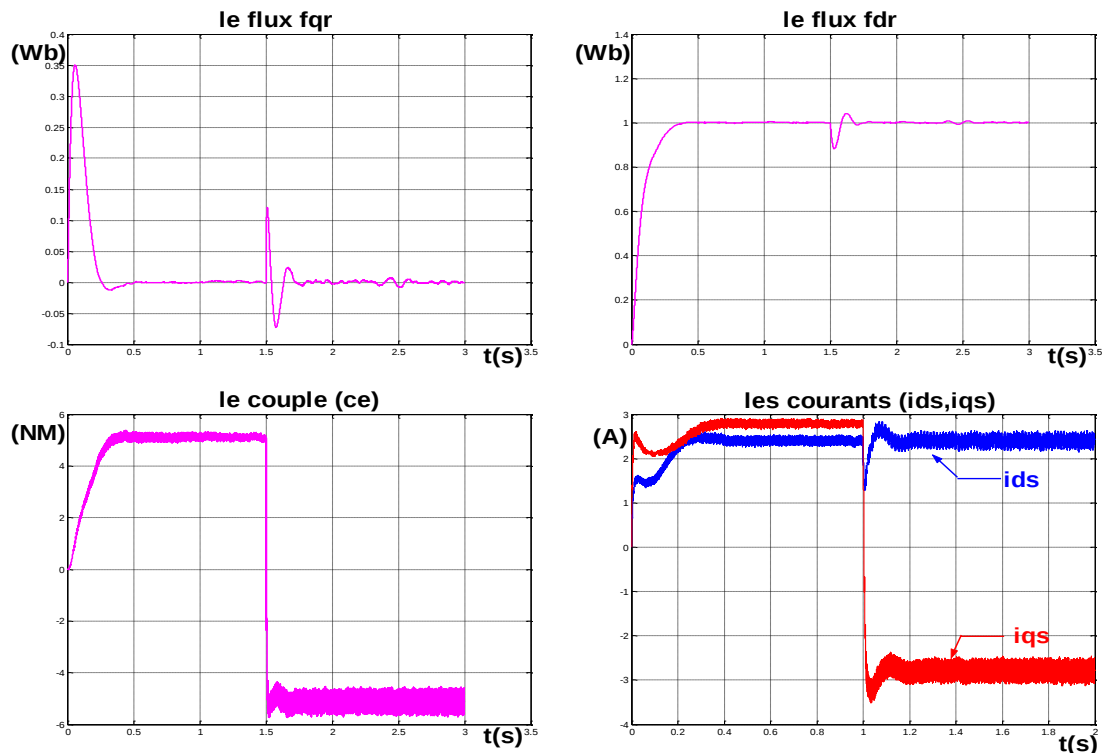


Figure (2.5): résultats de simulation de la commande par orientation flux rotorique en boucle ouverte

2.4. REGLAGE DE VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE :

Concernent le réglage de vitesse, celui-ci est donné par le schéma fonctionnel de régulation de la figure (2.7). Un régulateur de type PI et un bloc de défluxage

2.4.1. Bloc de défluxage :

Lors des testes en variation de sur vitesse on a donc utilisé le bloc de défluxage qui donne un flux constant pour des vitesses inférieur à la vitesse nominale, et détroit pour les vitesses supérieur à cette vitesse.

La fonction de défluxage qui impose le consigne de flux ϕ_r suit le profil de la figure(2.6)

$$\begin{cases} \phi_r = \phi_{r,nom} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ \phi_r = \phi_{r,nom} \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (2.5)$$

$\phi_{r,nom}$: Flux rotorique nominal.

Ω_{nom} : Vitesse rotorique nominal.

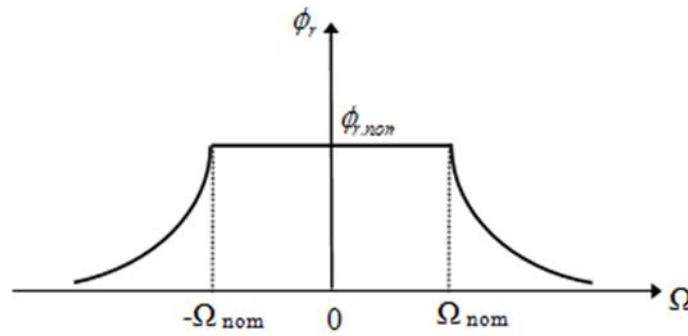


Figure (2.6) : Profil du flux rotorique de défluxage

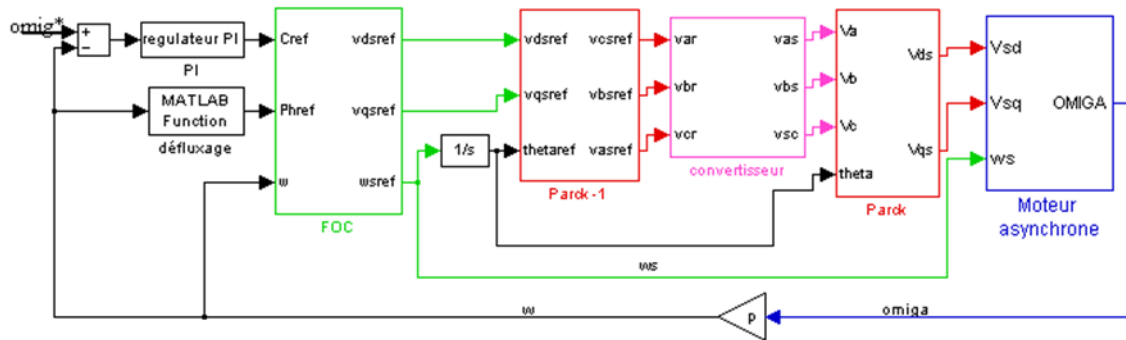


Figure (2.7): Schéma de régulation de vitesse d'une machine asynchrone commandée par la technique du flux orienté (méthode indirecte) .

2.4.2. Régulateur P.I:

2.4.2.1. Calcul du régulateur PI :

Considérons un procédé caractérisé par une fonction de transfert du 1^{er} ordre :

$$H(s) = G/(1 + s.T) \quad (2.6)$$

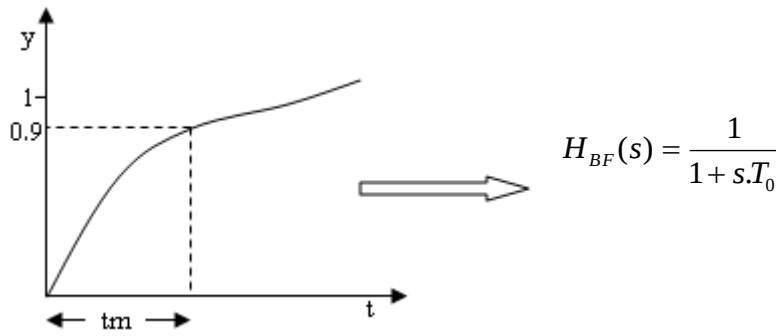


Figure (2.8) : Spécification des performances par un système du 1^{er} ordre

L'objectif de la régulation est d'obtenir un système en boucle fermée ayant une erreur statique nulle pour une entrée en échelon et une réponse apériodique sans dépassement avec un temps de montée t_m .

La fonction de transfert en boucle fermée qui assure ces performance sera donnée par :

$$H_{BF}(s) = \frac{1}{1 + s.T_0} \quad (2.7)$$

Avec :

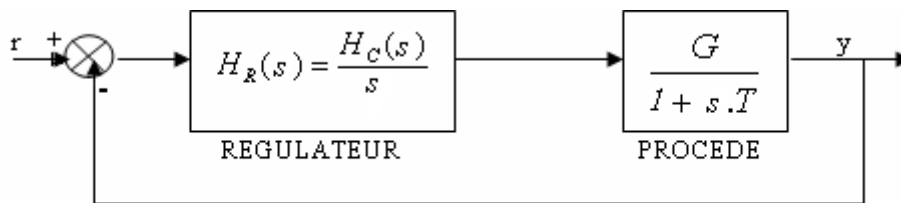
$$T_0 = \frac{1}{2.2} t_m \quad [18] \quad (2.8)$$

Le système en boucle fermée avec le régulateur et le procédé est donne dans la(figure (2.9))

La fonction de transfert du régulateur sera de la forme

$$H_R(s) = \frac{H_C(s)}{s} \quad (2.9)$$

Il s'agit de synthétiser la fonction de transfert $H_C(s)$ de telle sorte que la fonction de transfert en boucle fermée devienne égale a celle donnée par l'équation (2.7)



Figure(2.9) synthèse d'un régulateur P.I

A partir de la fonction de transfert du régulateur et du procédé on obtient :

$$H_{BF}(s) = \frac{H_C(s).G}{GH_C(s) + s + s^2.T} = \frac{1}{1 + s.T_0} \quad (2.10)$$

Pour obtenir un numérateur unitaire ,il faut que $H_C(s) \cdot G$ soit un facteur commun du dénominateur c'est -à -dire :

$$H_C(s) \cdot G \cdot s \cdot T_0 = s^2 T + s \quad (2.11)$$

Qui permet de déterminer $H_C(s)$:

$$H_C(s) = \frac{1}{GT_0} (1 + sT) \quad (2.12)$$

La fonction de transfert du régulateur s'écrit

$$H_R(s) = \frac{\frac{1}{GT_0} (1 + sT)}{s} = \frac{T}{G \cdot T_0} \left[1 + \frac{1}{T \cdot s} \right] \quad (2.13)$$

Avec :

$$K_p = \frac{T}{GT_0} \quad (2.14)$$

$$K_I = \frac{1}{GT_0} \quad (2.15)$$

2.4.2.2.Application :

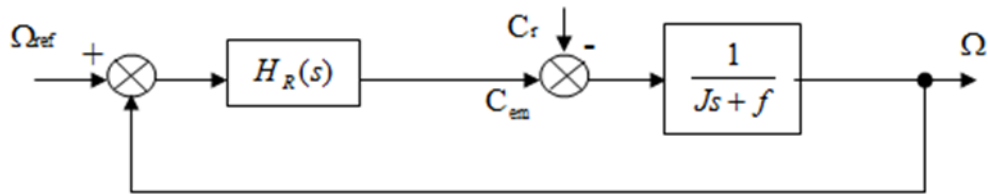


Figure (2.10): Schéma de la boucle de régulation de vitesse.

Dans notre travail nous avons pris le temps de montée ($t_m=0.022$) nous obtenons $T_0=0.01$ s

Avec :

$$G = \frac{1}{f} = \frac{1}{0.0001} = 10000$$

$$T = \frac{J}{f} = \frac{0.02}{0.0001} = 200$$

$$K_p = \frac{T}{GT_0} = \frac{200}{10000 \cdot 0.01} = 2$$

$$K_I = \frac{1}{GT_0} = \frac{1}{10000 \cdot 0.01} = 0.01$$

2.4.2.3. Discrétisation du régulateur PI :

L a fonction de transfert continue du régulateur PI est :

$$\frac{C_{e\ ref}}{e_{\Omega}} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.16)$$

Avec e_{Ω} c'est l'écart entre la vitesse de consigne et la vitesse mesurée:

$$e_{\Omega} = \Omega_{ref} - \Omega \quad (2.17)$$

La discrétisation de l'équation (2.22) fournit:

$$\begin{aligned} C_{em}^*[k] &= k_{p\omega} (\omega_m^*[k] - \omega_m[k]) + k_{i\omega} h S[k] \\ \text{avec : } S[k] &= S[k-1] + \omega_m^*[k] - \omega_m[k] \end{aligned} \quad (2.18)$$

h : est la période d'échantillonnage.

La commande doit être limitée par un simple dispositif de saturation défini par:

$$C_{e\ ref}[k](\text{limité}) = \begin{cases} C_{e\ ref}[k] & \text{si } |C_{e\ ref}[k]| \leq C_e^{\max} \\ C_e^{\max} \cdot \text{sign}(C_{e\ ref}[k]) & \text{si } |C_{e\ ref}[k]| \geq C_e^{\max} \end{cases} \quad (2.19)$$

La limite maximale adoptée est $C_e^{\max} = 2.5 C_e^n = 12.5 \text{ Nm}$.

2.5. SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS :

Les tests de simulation ont été effectués pour une perturbation de charge de 5Nm appliquée entre 1s et 1.5s. Les coefficients du régulateur utilisé pour la boucle de vitesse :

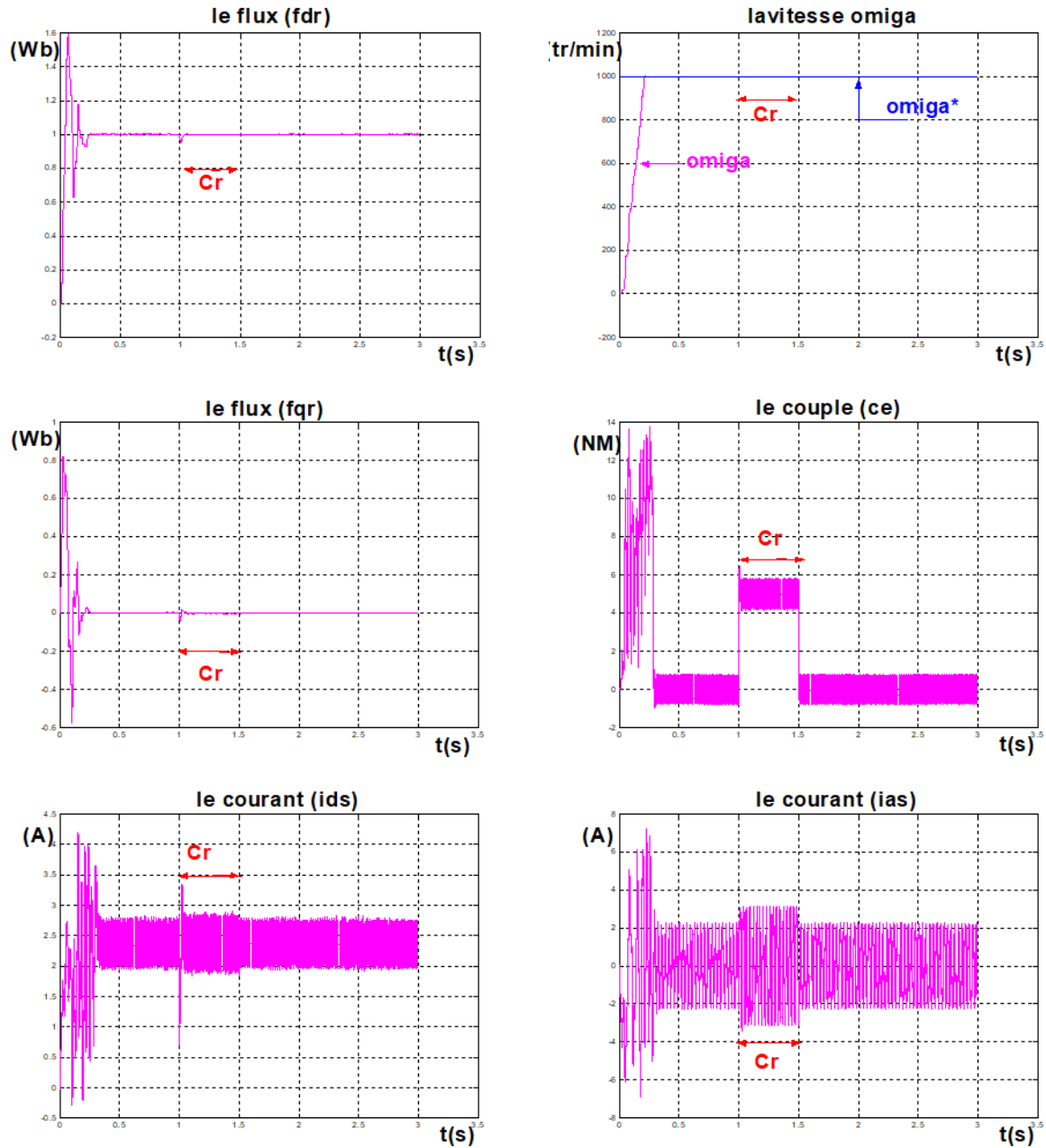
$K_p = 2$, $K_i = 0.01$ avec une période d'échantillonnage $h=0.0004$.

Nous avons simulé le montage de la figure(2.7) pour une vitesse de consigne initiale de 1000 tr/min, la machine étant alimentée par onduleur de tension à stratégie de modulation sinusoïdale (indice de modulation $m=21$). Un fonctionnement avec application d'une charge de 5Nm entre 1s et 1.5s est représenté sur la figure (2.11).

La vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement importante et l'application d'un couple de charge n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée. On constate que le flux rotorique est installé au bout de 0.22s de manière à fournir un couple important au démarrage et la machine. Le flux suit sa valeur de référence suivant l'axe (d) avec une composante en quadrature nulle.

L'application d'un couple résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant statorique de la machine qui a une forme sinusoïdale.

La figure (2.12) montre les résultats d'une inversion de vitesse de consigne de 1000 tr/min à -1000 tr/min. Cette inversion s'accompagne d'une augmentation considérable du courant statorique, et d'un pic du couple électromagnétique. Le flux garde sa valeur constante et le découplage donc est maintenu malgré le fonctionnement sévère imposé à la machine.



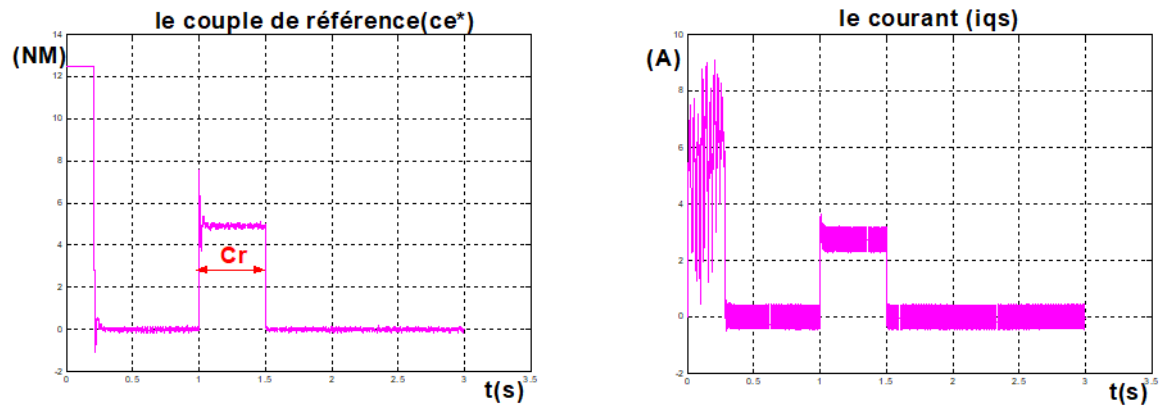
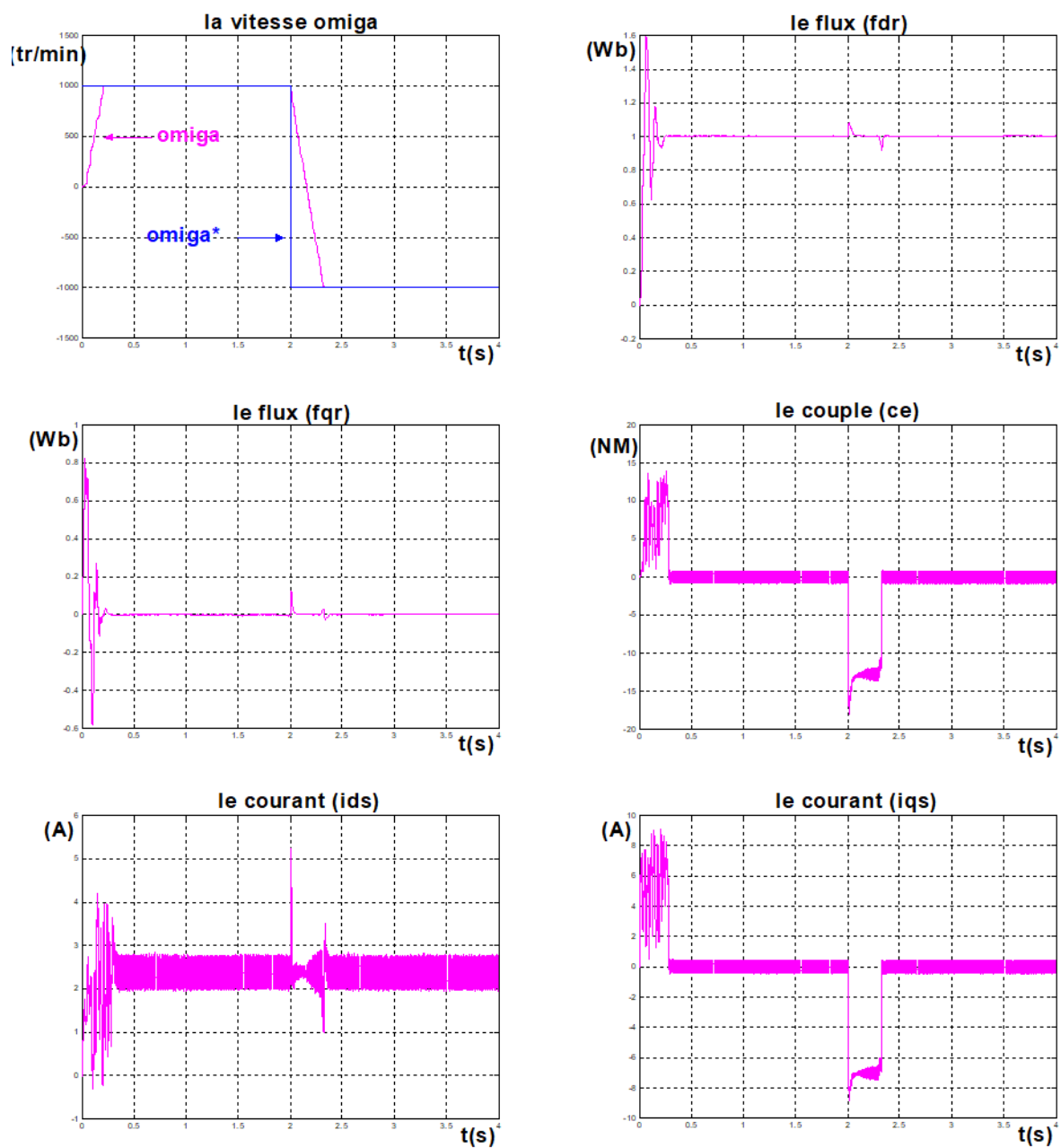


Figure (2.11): Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec application de couple de charge.



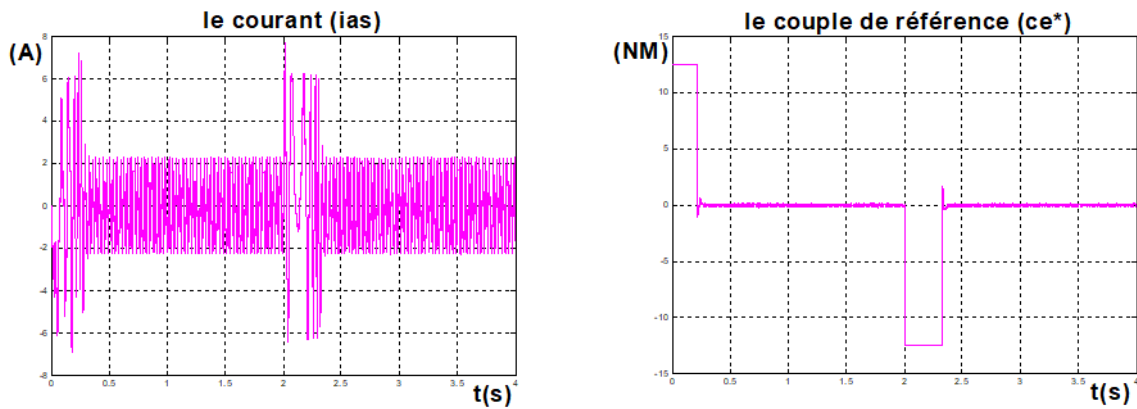


Figure (2.12): Réglage de vitesse par la méthode indirecte avec inversion du sens de rotation.

2.6 Conclusion :

L'orientation suivant l'axe directe du repère d'observation (d,q) a eu pour but d'obtenir des modèles de contrôle réduits et découplés semblables à ceux de la machine à courant continu à excitation indépendante.

Nous avons constaté que le régulateur PI ne permet pas de bien maîtriser le régime transitoire de la machine. Un bon rejet de perturbation introduit un dépassement de vitesse.

Nous avons vu qu'un découplage parfait entre les axes (d) et (q) conduit à transformer notre système initial multi-variable en un système mono-variable, ce qui nous permet d'appliquer d'autres techniques de l'automatique moderne pour la conduite de la machine asynchrone. Nous pouvons citer la commande adaptative avec modèle de référence qui fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre III:
Commande Adaptative
Par Modèle De
Référence

3.1.INTRODUCTION :

Dans le chapitre précédent, nous avons mis en oeuvre un réglage classique en utilisant des régulateurs, ce réglage donne des résultats satisfaisants seulement dans le cas où les paramètres de la machine ne variaient pas, mais dans certaines applications ,ces paramètres peuvent largement varier, ce qui gêne le fonctionnement du système, cela exige l'élaboration d'un autre type de commande plus performant.

La commande adaptative est une alternative intéressante permettant de résoudre le problème de la variation des paramètres internes de la machine, l'une des méthodes de commande adaptatives consiste à déterminer un système réalisant les performances exigées (répond au cahier de charge), on cherche alors à adapter l'organe de commande de façon à ce que le processus se comporte comme un modèle de référence, imposé cette technique de commande porte le nom de la commande adaptative par modèle de référence

3.2.PRINCIPE DE LA COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE REFERENCE:

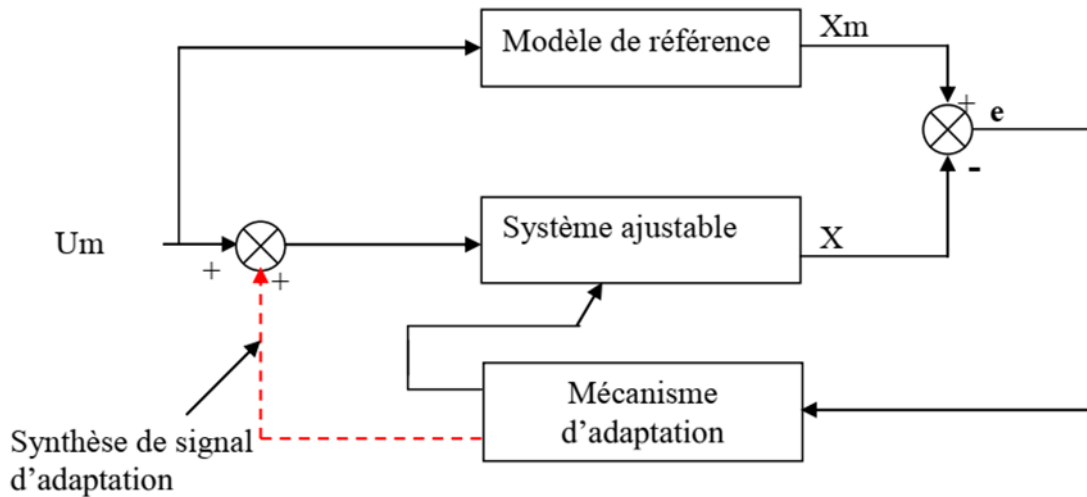
La commande adaptative par modèle de référence a été développée par WHITAKER et ses collègues à M.I.T en 1958 [19] . Ces dernières années elle est devenue un moyen très efficace pour la commande des systèmes à paramètres inconnus ou partiellement connus.

Le principe de tels systèmes est de décrire par un modèle de référence les performances désirées et de les comparer à chaque instant avec ceux du système ajustable.

L'erreur ainsi déterminée permet au mécanisme d'adaptation de réajuster les paramètres ajustables, de telle manière que l'erreur entre le modèle de référence et le système ajustable tende asymptotiquement vers zéro.

Le mécanisme d'adaptation est utilisé soit:

- 1)- Pour modifier les paramètres du système ajustable appelé adaptation des paramètres [19].
- 2)- Par la génération d'un signal auxiliaire à l'entrée appelé adaptation par signal de synthèse [19].



Figure(3.1). Structure de la commande adaptative à modèle de référence

3.2.1. Différentes structures de systèmes de commande adaptative avec modèle de référence :

De par les liens existant entre la prédiction et l'estimation d'une part et la commande d'autre part, on peut considérer trois structures de systèmes adaptatifs [19]

a)- structures parallèle :

C'est la structure la plus connue, nommée la méthode de l'erreur de sortie dans le cas de l'identification (figure(3.2))

b)-structure série :

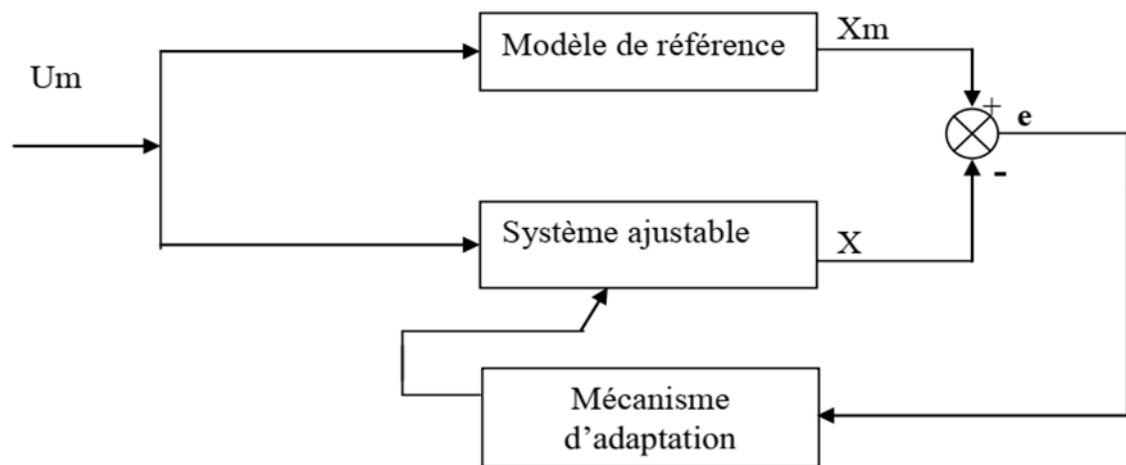
dans ce cas la modèle de référence et le système ajustable sont en série ((figure (3.3) cette structure est souvent connue par la méthode de l'erreur d'entrée .

c)- structures série parallèle :

Dans cette structure on distingue deux cas :

1)-Le système ajustable est placé d'une part en série avec le modèle de référence d'autre part, en parallèle avec celui-ci (figure(3.4))

2)-le modèle de référence est placé d'une part en série avec le système ajustable d'autre part en parallèle avec celui-ci (figure(3.5))



Figure(3.2). Structure parallèle

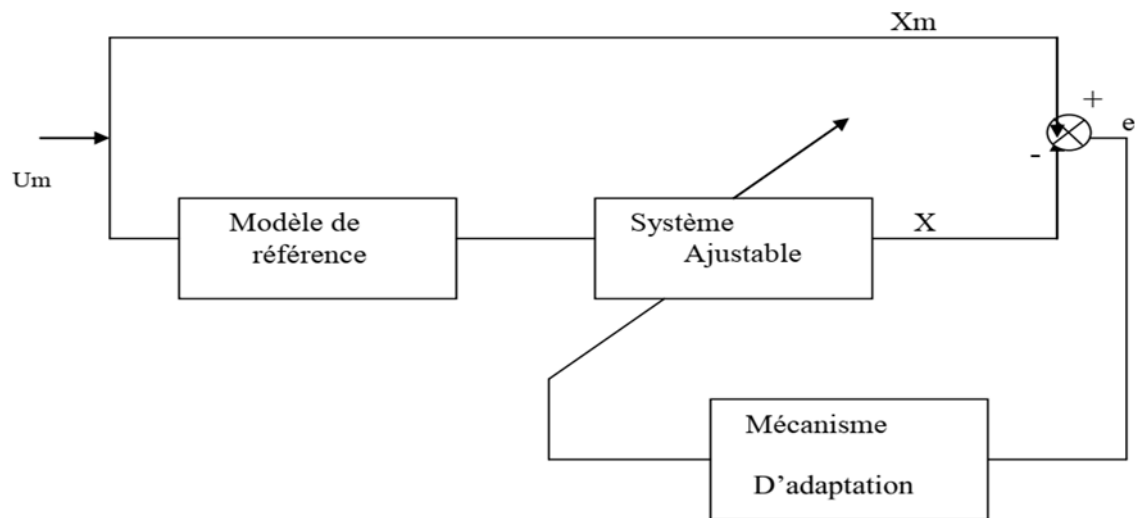


Figure (3.3) : Structure série

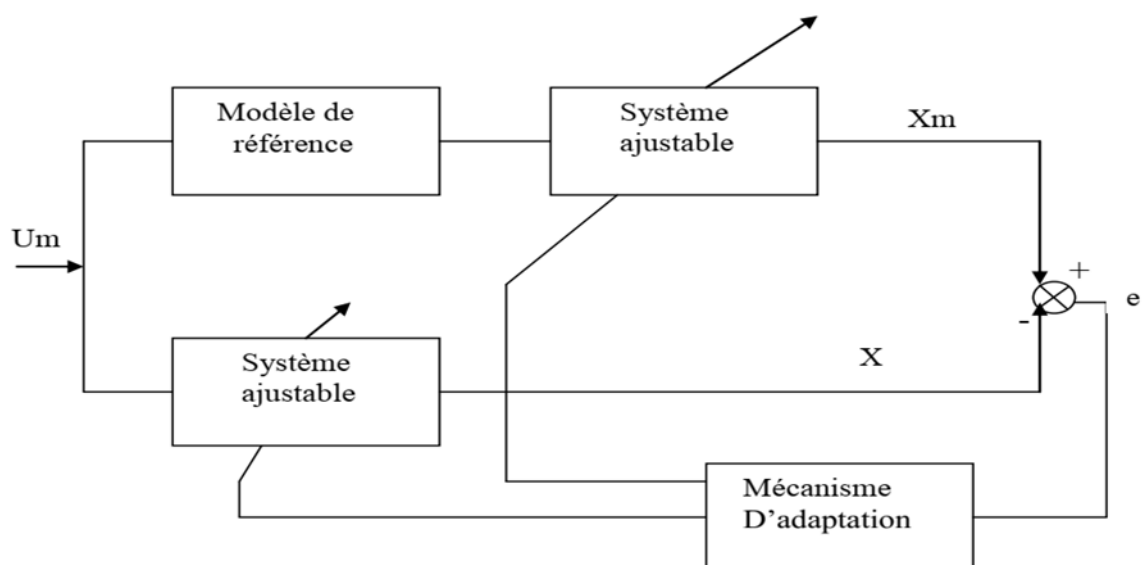


Figure (3.4) Structure série-parallèle

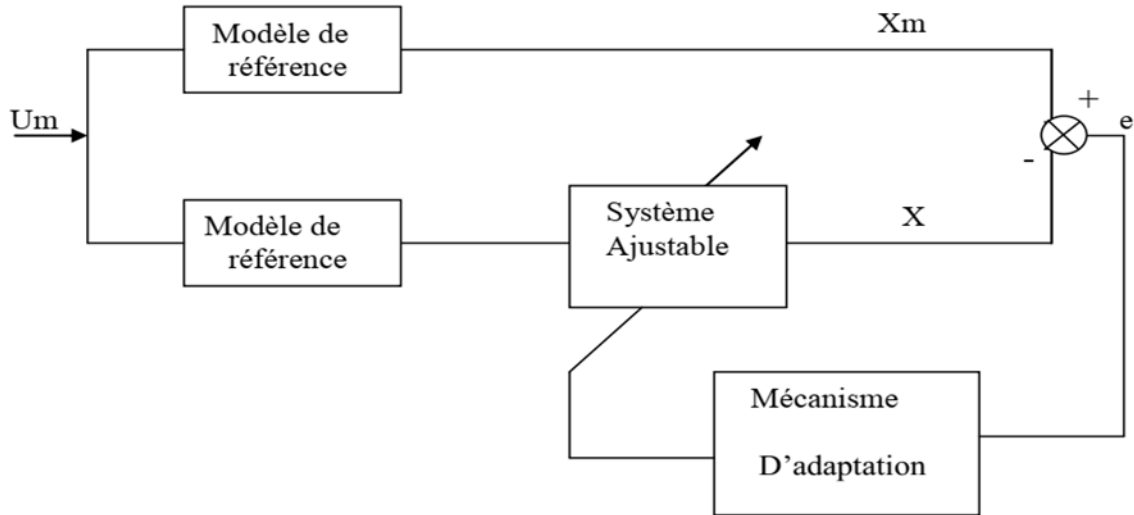


Figure (3.5) : Structure série- parallèle

On distingue plusieurs technique de la MRAC .Au début, ces techniques étaient basées sur le critère de l'optimisation, qui est devenu l'un de .On peut citer les deux catégories suivantes :

- 1-) La MRAC basée sur l'optimisation
- 2-) la MRAC basée sur la stabilité.

3.3. LES METHODES DE LA MRAS BASEES SUR L'OPTIMISATION :

Ces techniques consistent à minimiser une fonction de l'erreur en sortie entre le système et le modèle de référence .On distingue les deux méthodes :

3.3.1. Algorithme des moindres carrés récurrents :

Il appartient à la classe des algorithmes récurrents qui réactualisent le vecteur des paramètres $\hat{\theta}_n$ à chaque nouvelle mesure , il est donné par : [20][21]

$$\hat{\theta}_k = [a_1 \dots a_n \ b_0 \dots b_n]^T \quad (3.1)$$

a_i, b_i : vecteurs des paramètres estimés.

et le prédicteur correspondant donné par :

$$\hat{y}_k = h_k \hat{\theta}_k \quad (3.2)$$

avec $h_k = [-y_{k-1} \dots y_{k-n} \ u_k \dots u_{k-m}]^T$

on définit alors l'erreur de prédiction par :

$$e_k = y_k - \hat{y}_k \quad (3.4)$$

Dans toutes ces conditions l'algorithme qui détermine $\hat{\theta}(t)$ et minimise le critère des moindres carrés est donné par:

$$E_e(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n (e_k)^2 \quad (3.5)$$

E : erreur quadratique

3.3.2 Algorithme de M.I.T :

Cet algorithme tend à minimiser le critère quadratique $E_e(\theta) = e^2$

Avec :

e : erreur de prédiction entre le processus et le modèle de référence

θ : vecteur des paramètres du contrôleur

la loi d'ajustement des paramètres est :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\mu \frac{dE}{d\theta} = -\mu e \frac{de}{d\theta} \quad (3.6)$$

μ : gain d'adaptation

la méthode n'assure pas généralement la stabilité du processus, en boucle fermée, elle apparaît très simple, mais l'analyse des systèmes de très grand ordre est difficile.[20].[21]

3.4. LES METHODES DE LA MRAS BASEES SUR LA STABILITE :

3.4.1. La méthode de LYAPUNOV :

L'approche de LYAPUNOV offre des propriétés de stabilité globales sans aucune restriction concernant les conditions initiales des erreurs ou la nature des entrées de référence qui sont utilisées.

Elle consiste à définir une fonction dite de LYAPUNOV en fonction des paramètres, de

l'erreur et du temps $V=(\theta, e, t)$, puis à déduire la loi d'ajustement $\frac{d\theta}{dt}$ afin que la fonction

dérivée $\frac{dV}{dt}$ soit définit négative.

Cependant l'inconvénient de cette approche est la nécessité de trouver la fonction de LYAPUNOV appropriée, chose qui est très difficile[21].

3.4.2. La méthode d'hyper stabilité :

On considère le système mono-entrée /mono-sortie de la figure(3.6)

Il est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (3.7)$$

A , B et C ont des matrices à coefficients réels .la fonction de transfert du bloc linéaire est donnée par :

$$F(s) = C(s[I] - A)^{-1} B \quad (3.8)$$

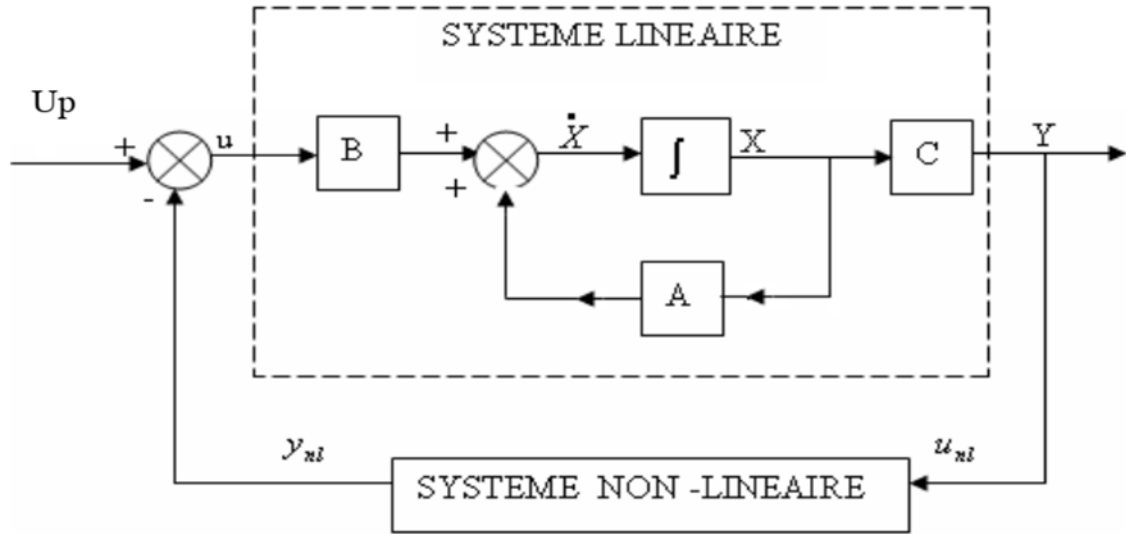


Figure (3.6) : Décomposition pour l'étude de l'hyper-stabilité

le système décrit par la figure(3.2) est stable si :

- La fonction de transfert F représentant la partie linéaire est une fonction réelle strictement positive.
- La partie non linéaire satisfait à l'inégalité de POPOV :[21]

Il existe une constante γ indépendant de t telle que

$$\int_0^t y_{NL}^T u_{NL} d\tau \geq -\gamma^2 \quad \text{pour tout } t \text{ positif} \quad (3.9)$$

avec /

y_{NL} : la sortie de la partie non linéaire

u_{NL} : l'entrée de la partie non linéaire

γ : constante indépendant du temps

Pour illustrer cette méthode il faut considérer la déviation de loi de contrôle adaptative.[21][22],le système est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = AX + BU_p \\ Y = CX \end{cases} \quad (3.10)$$

et le modèle est décrit comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dX_m}{dt} = A_m X_m + B_m W \\ Y_m = C_m X_m \end{cases} \quad (3.11)$$

Avec :

A_m : est une matrice stable

X_m et X : sont deux vecteurs de dimension n

U_p et W : sont deux vecteurs

Y et Y_m : sont deux vecteurs de dimension q

Notons : $e_x = X_m - X$: l'erreur sur l'état et .

$e_y = Y_m - Y$: celle sur la sortie

On détermine la loi d'adaptation rendant le système $\frac{de_x}{dt} = f(e_x, t)$ asymptotiquement hyper-stable par :

la commande U_p est la somme d'une composante linéaire U_{pL} et d'une composante non linéaire U_{pNL} compensant l'influence des variations de paramètres.

$$\begin{cases} U_{pL} = k_x X_m + k_e e_y + k_w W \\ U_{pNL} = \Delta k_x(v, t) X_m + \Delta k_e(v, t) e_y + \Delta k_w(v, t) W \end{cases} \quad (3.12)$$

avec :

k_x, k_e, k_w sont des correcteurs calculés à partir du système nominal $\Delta k_x, \Delta k_e, \Delta k_w$ sont des gains d'adaptations

$$v = D e_y = D C e_x = H e_x \quad (3.13)$$

et D est une matrice de gain de dimension $1 \times q$.

la suivi du modèle si $C=C_m$ et en l'absence de variation de paramètres et pour $U_{pNL} = 0$ l'erreur d'état est donnée par :

$$\frac{de_x}{dt} = (A - B k_e C) e + (A_m - A - B K_x) X + (B_m - B K_w) W \quad (3.14)$$

En choisissant :

$$\bullet \quad K_e \text{ tel que } (A - B K_e C) \text{ soit une matrice d'Hurwitz} \quad (3.15)$$

$$\bullet \quad k_x = (B^T B)^{-1} B (A_m - A) \quad (3.16)$$

$$k_w = (B^T B)^{-1} B.B_m \quad (3.17)$$

L'erreur e_x converge asymptotiquement vers zéro. Mais les paramètres peuvent varier. Le système corrigé s'écarte alors du modèle. On rajoute le terme U_{pNL} pour compenser l'influence de cette dérive sur les paramètres.

Dans ce cas, l'écriture d'état de l'erreur vérifie :

$$\frac{de_x}{dt} = (A - Bk_e C) e + B\Delta U \quad (3.18)$$

$$\Delta U = [(B^T B)^{-1} B(A_m - A) - k_x - \Delta k_x] X_m - \Delta k_e e_y + [(B^T B)^{-1} B B_m - k_w - \Delta k_w] W \quad (3.19)$$

D'après le théorème de hyper-stable, le système défini par (3.18) et (3.19) est asymptotiquement hyper-stable si :

- La matrice de transfert $H(s[I] - A + BK_e C)^{-1} B$ est réelle positive

- La partie non linéaire vérifie : $\int_0^t (\Delta u)^T v d\tau \geq -\gamma^2$

L'inégalité précédente est satisfaite en adoptant une loi d'adaptation proportionnelle intégrale du type :

$$\Delta K_x = \int_0^t L_1 v(Q_1 X_m)^T d\tau + L_2 v(Q_2 X_m)^T + \Delta K_x(v(0), 0) \quad (3.20)$$

$$\Delta K_e = \int_0^t M_1 v(R_1 e_y)^T d\tau + M_2 v(R_2 e_y)^T + \Delta K_e(v(0), 0) \quad (3.21)$$

$$\Delta K_w = \int_0^t N_1 v(S_1 W)^T d\tau + N_2 v(S_2 W)^T + \Delta K_w(v(0), 0) \quad (3.22)$$

avec :

- L_i, M_i, N_i : des réels positifs non nuls
- S_i : des réels
- R_i Q_i : des matrices réelles
- $v = D e_y$: un vecteur

3.5.DESCRPTION MATHEMATIQUE DE LA COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE REFERENCE (MRAC) :

Avant de synthétiser les lois d'adaptation, certaines hypothèses de base doivent être posées [C1] :

- 1)- Le modèle de référence doit être un système linéaire invariant dans le temps.
- 2)- Le modèle de référence et le système ajustable ont la même dimension.
- 3)- Tous les paramètres du système ajustable sont accessibles pour l'adaptation (dans le cas de l'adaptation paramétrique).
- 4)- Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable dépendent seulement du mécanisme d'adaptation.
- 5)-Aucun signal, autre que le vecteur d'entrée, n'agit sur le système.
- 6)- La différence initiale entre les paramètres du modèle et ceux du système est connue.
- 7)-Le vecteur erreur d'état et de sortie sont mesurables.

Cet ensemble d'hypothèses constitue le cas idéal et permet un traitement analytique directe du MRAS (systèmes adaptatives a modèle de référence). Mais dans les situations réelles, ces conditions ne sont pas toujours satisfaites. Les conditions qui violent les hypothèses de base résument comme suit [19] :

- 1)- Le modèle de référence est un système non linéaire variable dans le temps.
- 2)- Le système ajustable est un système non linéaire variable dans le temps.
- 3)- Le modèle de référence et le système ajustable n'ont pas le même dimension.
- 4)- Les paramètres du système ajustable ne sont pas tous accessibles pour l'adaptation.
- 5)- Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système .ajustable ne dépendent pas seulement du mécanisme d'adaptation, mais ils sont aussi l'objet d'autres perturbations paramétriques.
- 6)- Les perturbations sont appliquées aux différentes parties du système.
- 7)- La mesure du vecteur erreur est toujours affectée par un bruit.

Dans ce qui suit, on développera l'MRAS dans le cas général pour la structure parallèle para1lèle, en utilisant la représentation d'état (Figure :(3.7)).

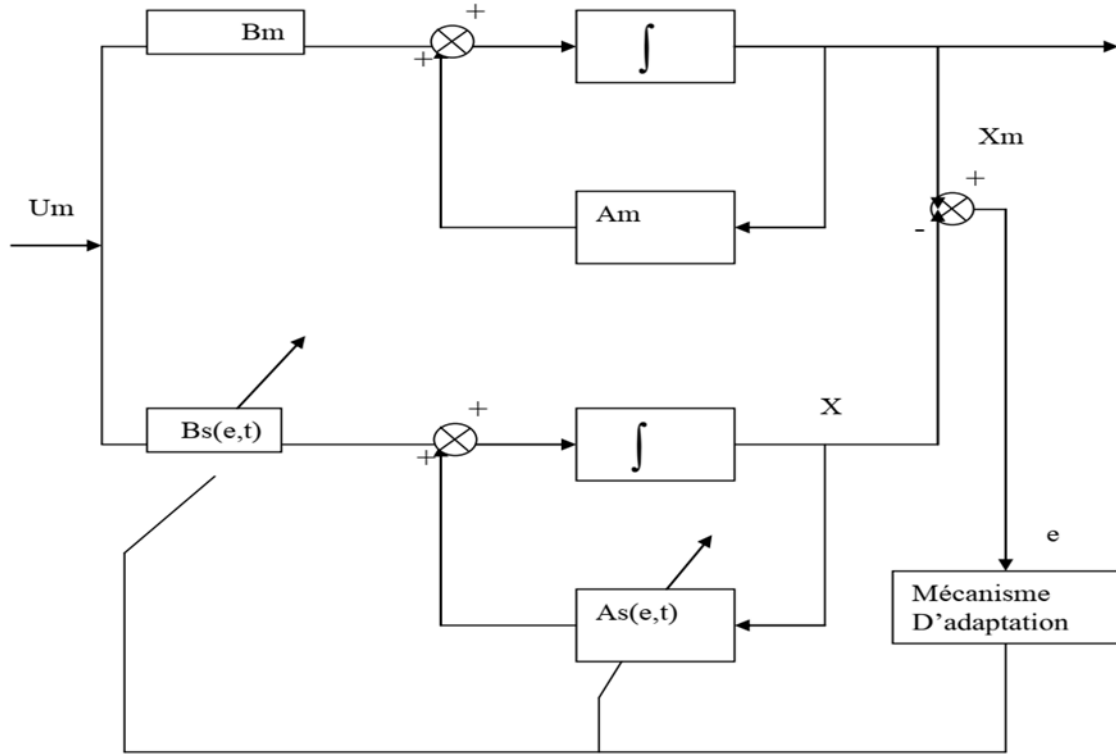


Figure (3.7) : Représentation parallèle du MRAS dans l'espace d'état . [19]

la représentation du modèle de référence dans l'espace d'état est donné par

$$\frac{dX_m}{dt} = A_m X_m + B_m U_m \quad (3.23)$$

X_m : vecteur d'état de dimension (n)

U_m : vecteur de commande de dimension (m)

B_m : matrice constante de dimension (nxm)

A_m : matrice d'Hurwitz de dimension (nxm)

Le système ajustable (le processus et les organes de commande) étant d'écrit par : [19][21]

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = A_s(e,t)X + B_s(e,t)U \\ X(0) = X_0 \\ A_s(0) = A_{s0} \\ B_s(0) = B_{s0} \end{cases} \quad (3.24)$$

$A_s(e,t)$ et $B_s(e,t)$ sont des matrices variable dans le temps de dimension (nxn) et (nxm) respectivement.

Ces matrices contiennent les paramètres des contrôleurs qui doivent être adaptés de façon à ce que le système ajustable se comporte comme le modèle de référence c'est-à-dire que l'écart $e = (X_m - X)$ tend vers zéro.

La dynamique de l'erreur est donnée par :

$e = (X_m - X_p)$, est régit par l'équation d'état suivante:

$$\frac{de}{dt} = A_m \cdot e + [A_m - A_s(e, t)]X + [B_m - B_s(e, t)]u_m \quad (3.25)$$

Dans le cas de l'adaptation paramétrique, on veut que le mécanisme d'adaptation ait de la mémoire (c'est-à-dire qu'il mémorise les bonnes valeurs des paramètres dernièrement trouvés), ce qui conduit à l'introduction dans le mécanisme d'adaptation d'un intégrateur qui aura pour effet de rendre les paramètres du système ajustable à l'instant t dépendant non seulement de $e(t)$ mais aussi de $e(\tau)$ avec $\tau < t$

$$\begin{cases} A_s(e, t) = F(e, \tau, t) + A_s(0) & 0 < \tau < t \\ B_s(e, t) = G(e, \tau, t) + B_s(0) & 0 < \tau < t \end{cases} \quad (3.26)$$

ou F et G déterminent la relation entre A , et B , et le vecteur e dans l'intervalle $0 < \tau < t$

En utilisant les équations (3.25) et (3.26), l'équation différentielle qui caractérise la dynamique de l'erreur devient:

$$\frac{de}{dt} = A_m \cdot e + [A_m - A_s(0) - F(e, \tau, t)]X + [B_m - B_s(0) - G(e, \tau, t)]u_m \quad (3.27)$$

La représentation équivalente de cette équation est illustré à la figure (3.8).

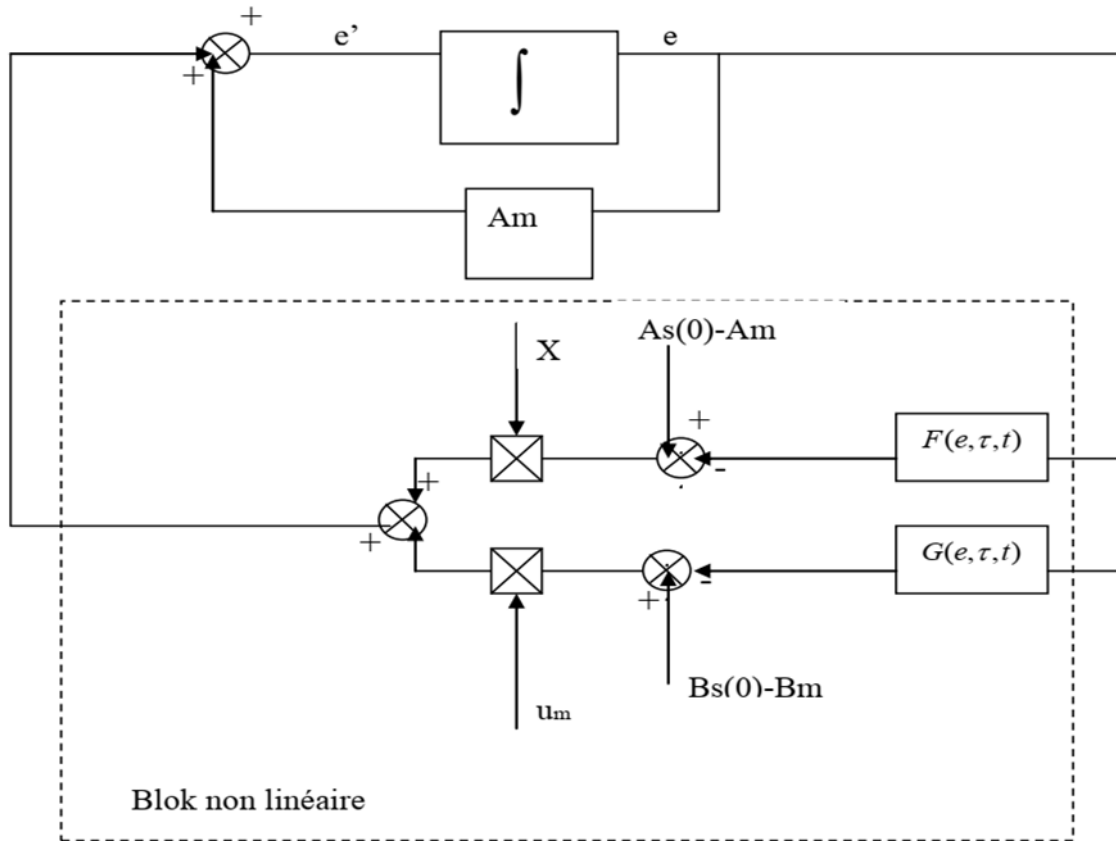


Figure (3.8) : Représentation équivalente de l'erreur généralisée. [19]

L'étude de stabilité de la structure précédente, peut se faire en utilisant la théorie d'hyper stabilité de Popov. Pour assurer la convergence asymptotique de l'erreur e , il suffit de choisir les éléments variables du système linéaire de façon à ce que sa fonction de transfert soit strictement réelle positive et de déterminer les fonctions $F(e, \tau, t)$ et $G(e, \tau, t)$ de façon à ce que le bloc de contre réaction (Figure : (3.8)) à caractéristique non linéaire, vérifie l'inégalité de Popov. [19].[23].

Puisque la matrice A_m du modèle de référence est prédéterminé, pour vérifier les conditions qui doit satisfaire la partie linéaire on introduit un compensateur linéaire D , ce compensateur est choisi de telle sorte que le bloc linéaire soit réel et strictement positif .

On utilise alors, pour l'adaptation non pas le vecteur erreur e , mais un vecteur V , définit par .[19][21][22]: $V=D.e$

D : matrice constante de dimension $(n \times n)$.

Les matrices $A_s(e, t)$ et $B_s(e, t)$ peuvent être réécrite comme suit

$$\begin{cases} A_s(e, t) = \int \Phi_1(v, t, \tau) d\tau + \Phi_2(v, t) + A_s(0) \\ B_s(e, t) = \int_0^t \Psi_1(v, t, \tau) d\tau + \Psi_2(v, t) + B_s(0) \end{cases} \quad (3.28)$$

Φ_1 et Φ_2 : sont des matrices de dimension $(n \times n)$

Ψ_1 et Ψ_2 : sont des matrices de dimension $(m \times n)$

Dans le cas ou' le bloc linéaire est réel et strictement positif ,il existe une matrice définit positive P et une matrice arbitraire définit positive Q tel que :

$$\begin{cases} PA_m + A_m^T P = -Q \\ P = D \end{cases} \quad (3.29)$$

Le bloc non linéaire définit par (3.28) doit satisfaire l'inégalité de popov:

$$\begin{cases} \int_0^t y_{NL}^T u_{NL} d\tau \geq -\gamma^2 \\ \eta(0, t_1) \geq \gamma_0^2 \end{cases} \quad (3.30)$$

La solution de cette inégalité par Landau:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_1(v, t, \tau) = F_A(t - \tau)V(\tau)[G_A x(\tau)]^T \quad \text{et} \quad \tau \leq t \\ \Phi_2(v, t) = F'_A(t).V(t)[G'_A x(t)]^T \\ \Psi_1(v, t, \tau) = F_B(t - \tau).V(\tau)[G_B u(\tau)]^T \quad . \text{et} . \tau \leq t \\ \Psi_2(v, t) = F'_B(t).V(t)[G'_B u(t)]^T \end{array} \right. \quad (3.31)$$

Ou :

$F_A(t - \tau)$, $F_B(t - \tau)$: Sont des matrices définies positives, dont les transformées de Laplace, des matrices constantes définies positives. G_A , G_B : Sont des matrices définies positives variables dans le temps pour.

$F'_A(t)$, $F'_B(t)$, $G'_A(t)$, $G'_B(t)$ sont des matrices définies positives variables dans le temps pour $t \geq 0$

En faisant un choix particulier, les matrices $\Phi_1(v, t, \tau)$, $\Phi_2(v, t)$, $\Psi_1(v, t, \tau)$, $\Psi_2(v, t)$ peuvent être

Choisies sous la forme suivante. [19].[22].

$$\left\{ \begin{array}{l} F_A(t - \tau) = F_A > 0 \\ F_B(t - \tau) = F_B > 0 \\ F'_A(t) = F'_A \\ F'_B(t) = F'_B \\ G'_A(t) = G'_A \\ G'_B(t) = G'_B \end{array} \right. \quad (3.32)$$

3.6.COMMANDE ADAPTATIVE PAR MODELE DE REFERENCE DANS LE CADRE DE LA COMMANDE VECTORIELLE INDIRECTE :

Si on considère le cas de la machine asynchrone alimentée en tension avec orientation du flux rotorique sur l'axe (d) du repère (d,q) lié au champ tournant. Les entrées de commande sont le flux et le couple. La variable de sortie régulée est la vitesse. La consigne de vitesse est envoyée simultanément sur le modèle de référence et sur l'algorithme adaptatif. Ses paramètres sont adaptés à partir de l'erreur de vitesse. (Figure : (3.9))

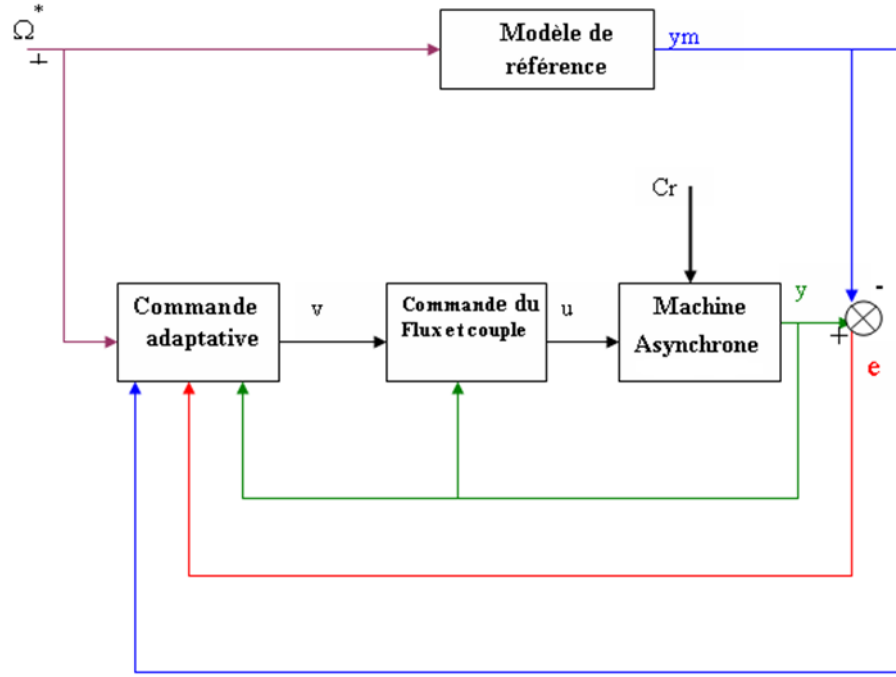


Figure (3.9) : Schéma-bloc générale de la structure de (MRAC) dans le cadre de la commande vectorielle indirecte

Les équations du modèle de référence se mettent sous forme d'état :

$$\begin{aligned} \frac{dx_m}{dt} &= A_m x_m + B_m \Omega^* \\ y_m &= C_m x_m \end{aligned} \quad (3.33)$$

3.6.1. Commande adaptative par modèle de référence simplifié (SMRAC) :

Cette méthode de contrôle (SMRAC) est choisie pour la réduction dans la complexité des calculs pour la mise en œuvre des algorithmes

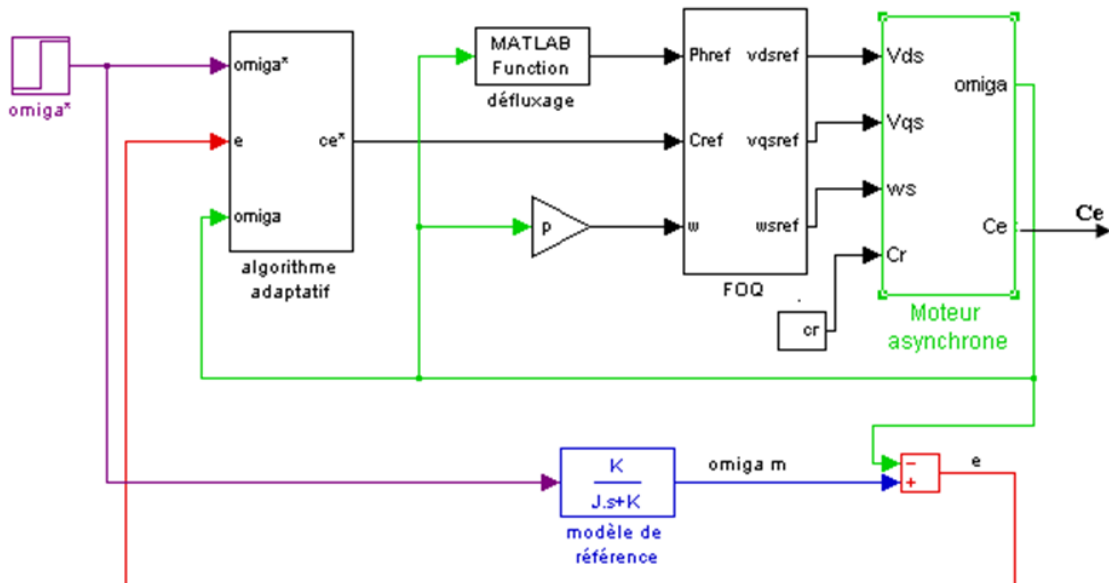


Figure (3.10) : structure de commande adaptative par modèle de référence simplifié

A cet effet ,nous avons choisi un modèle de référence du premier ordre avec une Constant de temps K

$$\frac{J}{K} \frac{d\Omega_m}{dt} + \Omega_m = \Omega^* \quad (3.34)$$

La commande découplée se base sure les lois de la théorie du flux orienté (chapitre2), et on considérons le régime permanent il vient :

$$\left\{ \begin{array}{l} Id_s^* = \frac{\phi_r^*}{M} \\ \omega r^* = \frac{1}{Tr} \frac{Iq_s^*}{Id_s^*} \\ \omega s^* = \omega r^* + p\Omega \\ Vd_s^* = Rs(Id_s^* - \sigma Ts \omega s^* Iq_s^*) \\ Vq_s^* = Rs(\sigma Ts \frac{dIq_s^*}{dt} + Iq_s^* + Ts \omega s^* Id_s^*) \end{array} \right. \quad (3.35)$$

Pour que le système suive le modèle de référence même après la variation de R_r , un Mécanisme adaptatif est introduit dans la structure de commande adaptative par modèle de référence simplifie, l'entrée de commande (consigne) , est générée par le mécanisme adaptatif pour éliminer ou réduire les effets du variation de R_r , et donc :

Le passage du modèle de référence a la commande découplée se fait par les relations suivantes[24]

$$\left\{ \begin{array}{l} e = \Omega_m - \Omega \\ Iq_s^* = \frac{LrCe^*}{pM} \frac{1}{\phi_r^*} \\ C_e^* = Kf.\Omega^* + Kb.\Omega + Ke.e \end{array} \right. \quad (3.36)$$

Dans notre cas , et d'après la théorie de stabilité des systèmes non linéaires les coefficients de l'algorithme adaptatif sont donnés par les expressions suivantes : [24],[25],[21].

$$\left\{ \begin{array}{l} Kf = Kf_0 + F.v.\Omega^* + \int_0^t G.v.\Omega^* dt \\ Kb = Kb_0 + L.v.\Omega + \int_0^t \overline{M}.v.\Omega dt \\ Ke = Ke_0 + \overline{P}.v.e + \int_0^t Q.v.e dt \\ v = D.e \end{array} \right. \quad (3.37)$$

Ou :

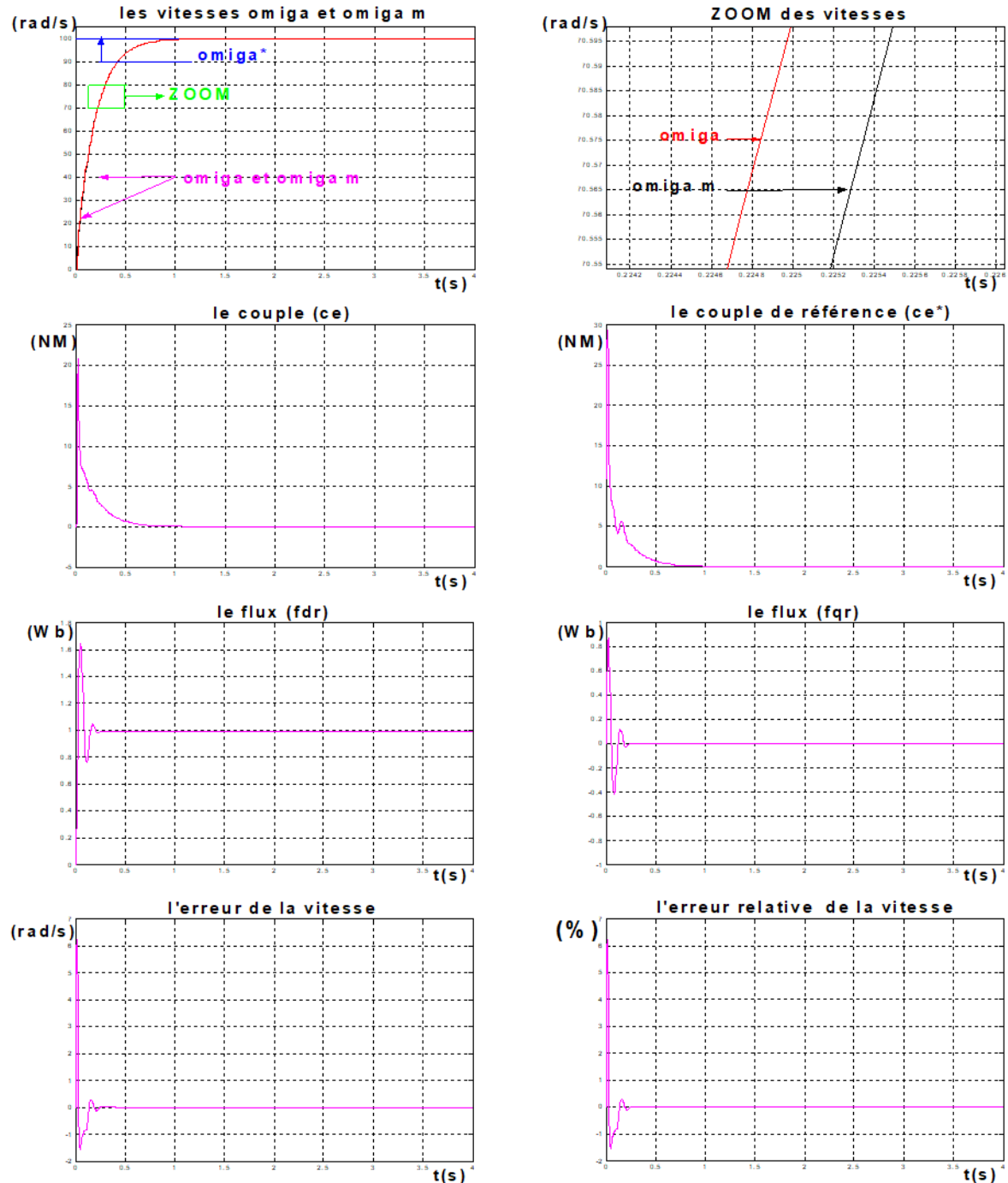
$$Kf_0 = K; \quad Kb_0 = -(K - F); \quad Ke_0 = 0.5; \quad (3.38)$$

$G, \bar{M}, Q$ sont positifs ; $F, \bar{P}, L, D$ sont non- négatifs.

Après des essais pour rétrécissement l'erreur (e) on a trouvé

$$D=1; \quad F = \bar{P} = L = 0.0002; \quad G = \bar{M} = Q = 0.005; \quad K=J/(2,5.Tr)$$

3.7.SIMULATION ET INTERPRETATION:



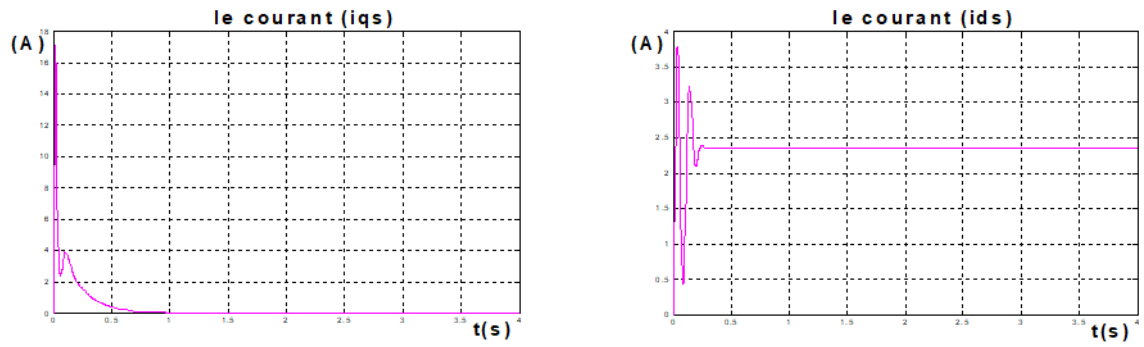
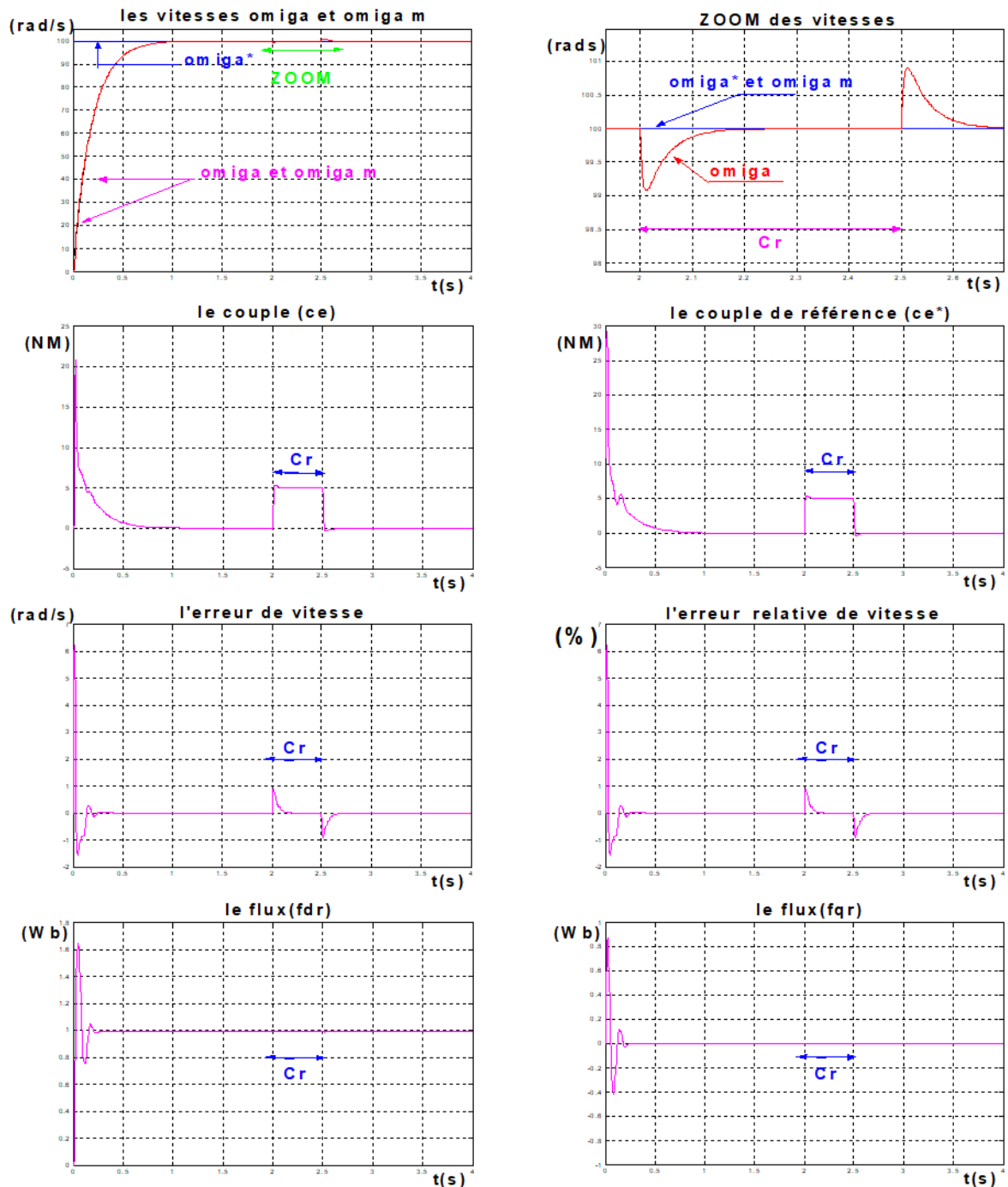


Figure (3.11) résultats de simulation de MRAC à vide



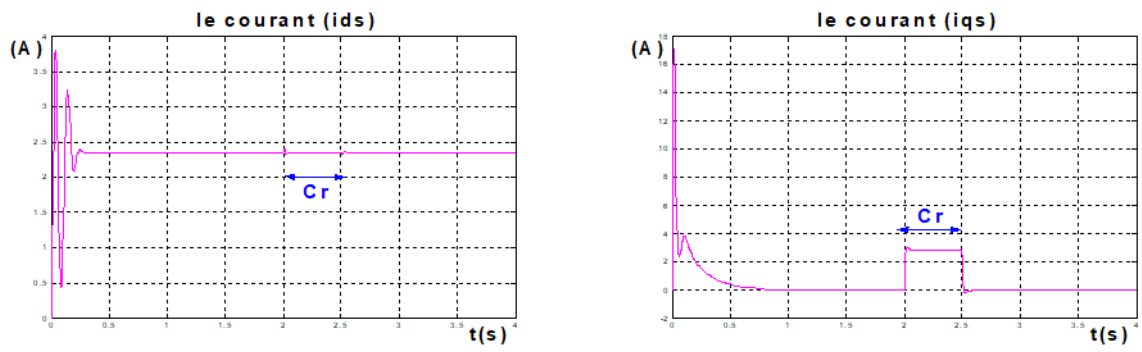
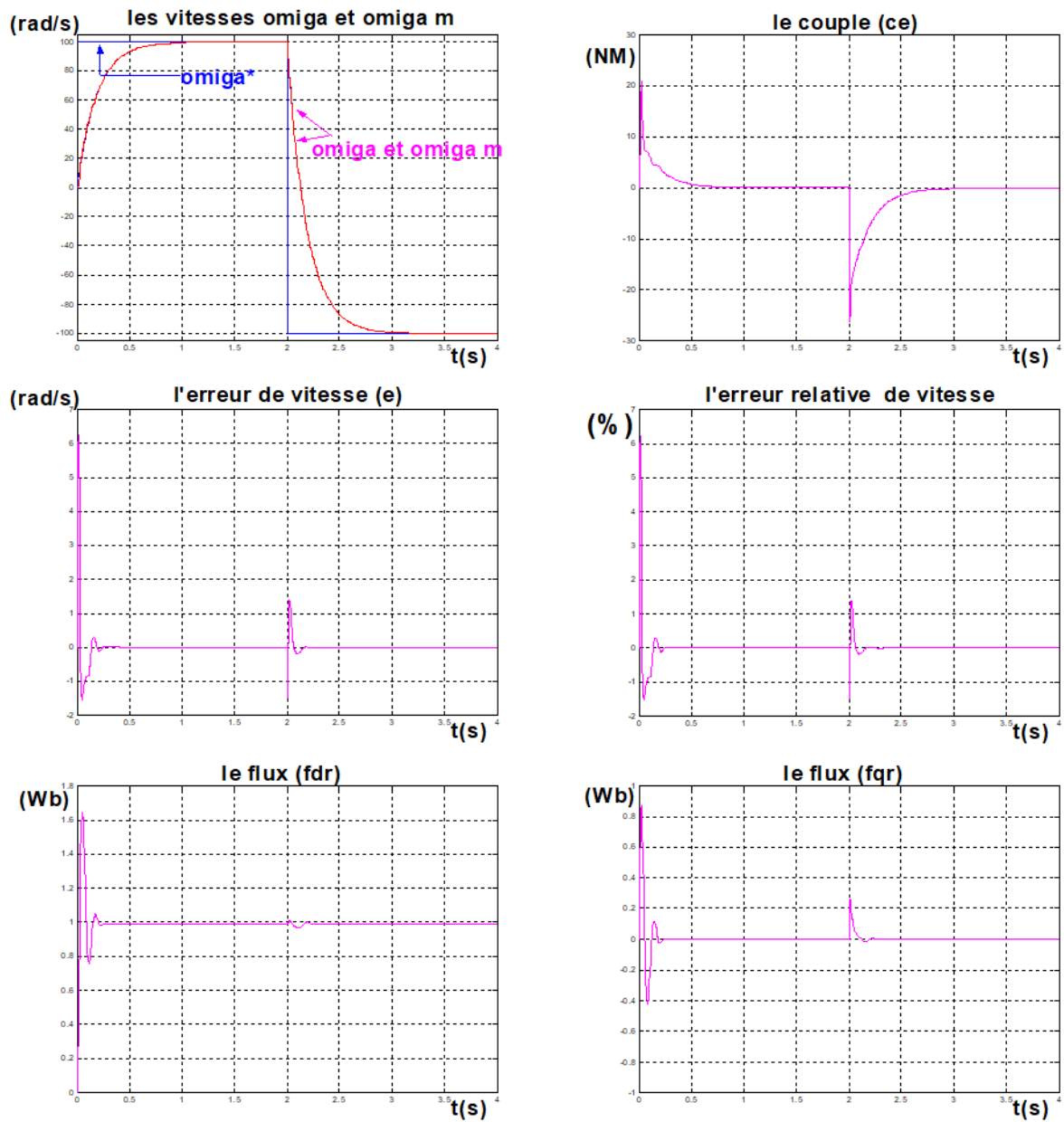


Figure (3.12) : résultats de simulation de MRAC avec $C_r=5\text{nm}$ entre $t(2, 2.5)\text{s}$



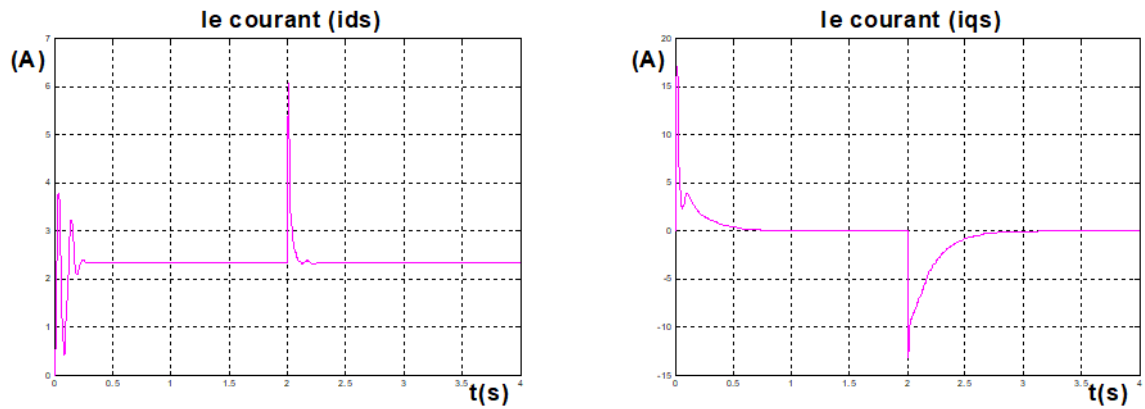
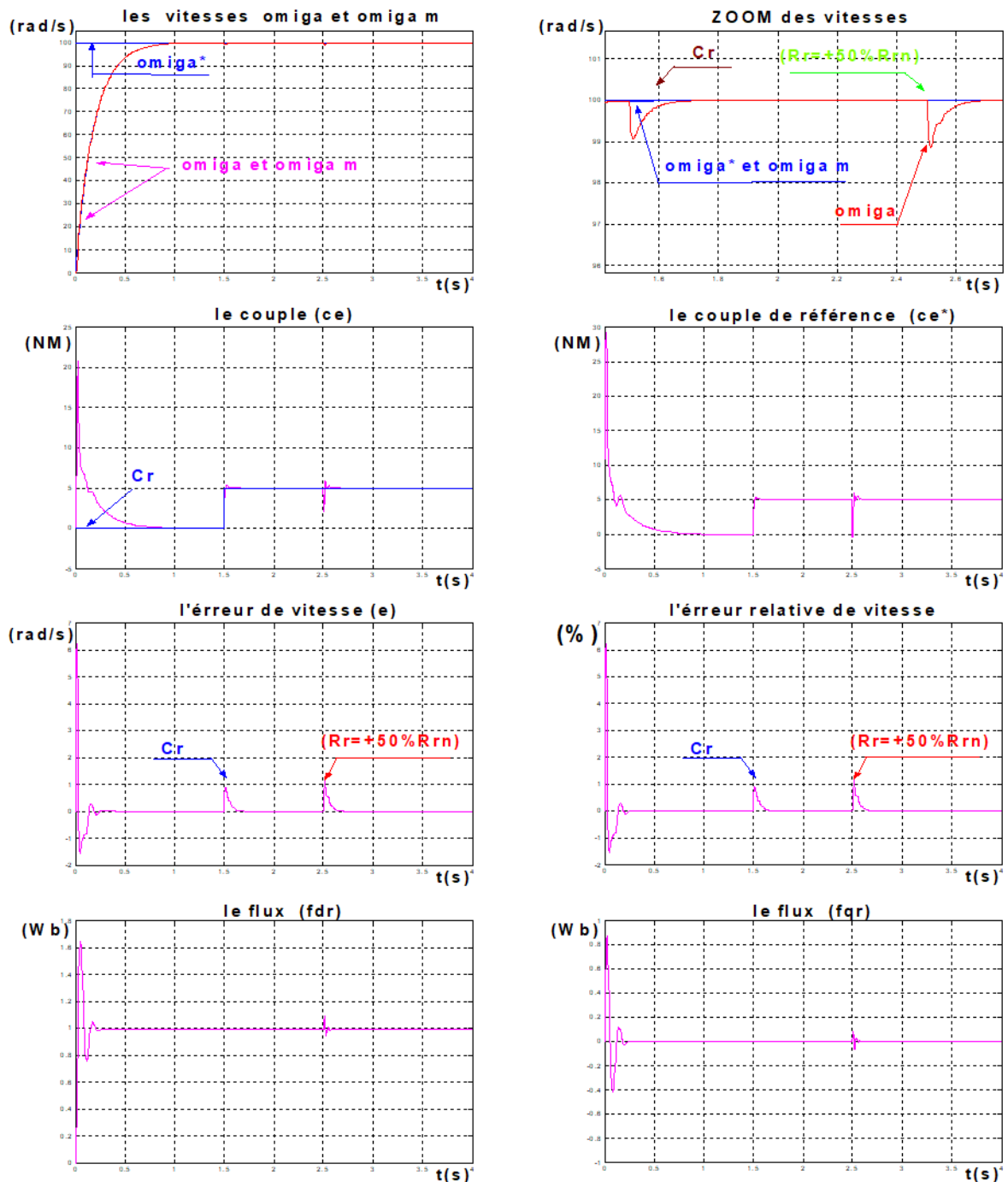


Figure (3.13) : résultats de simulation de MRAC avec inversion de vitesse [100,-100] rad/s



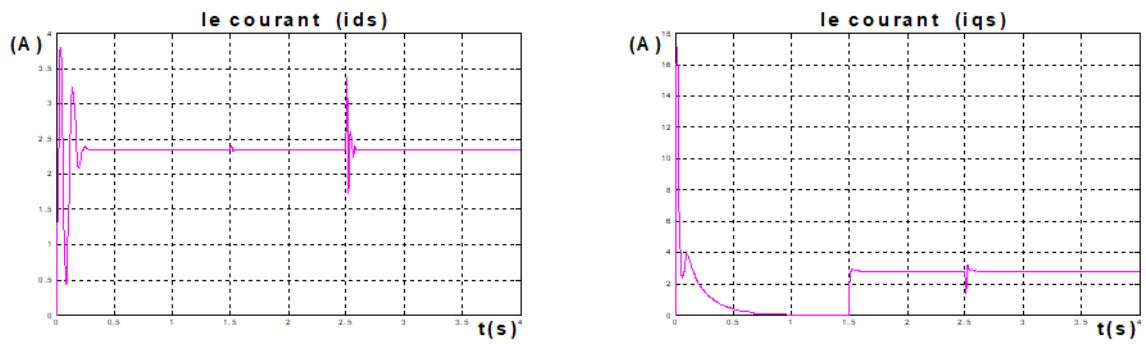
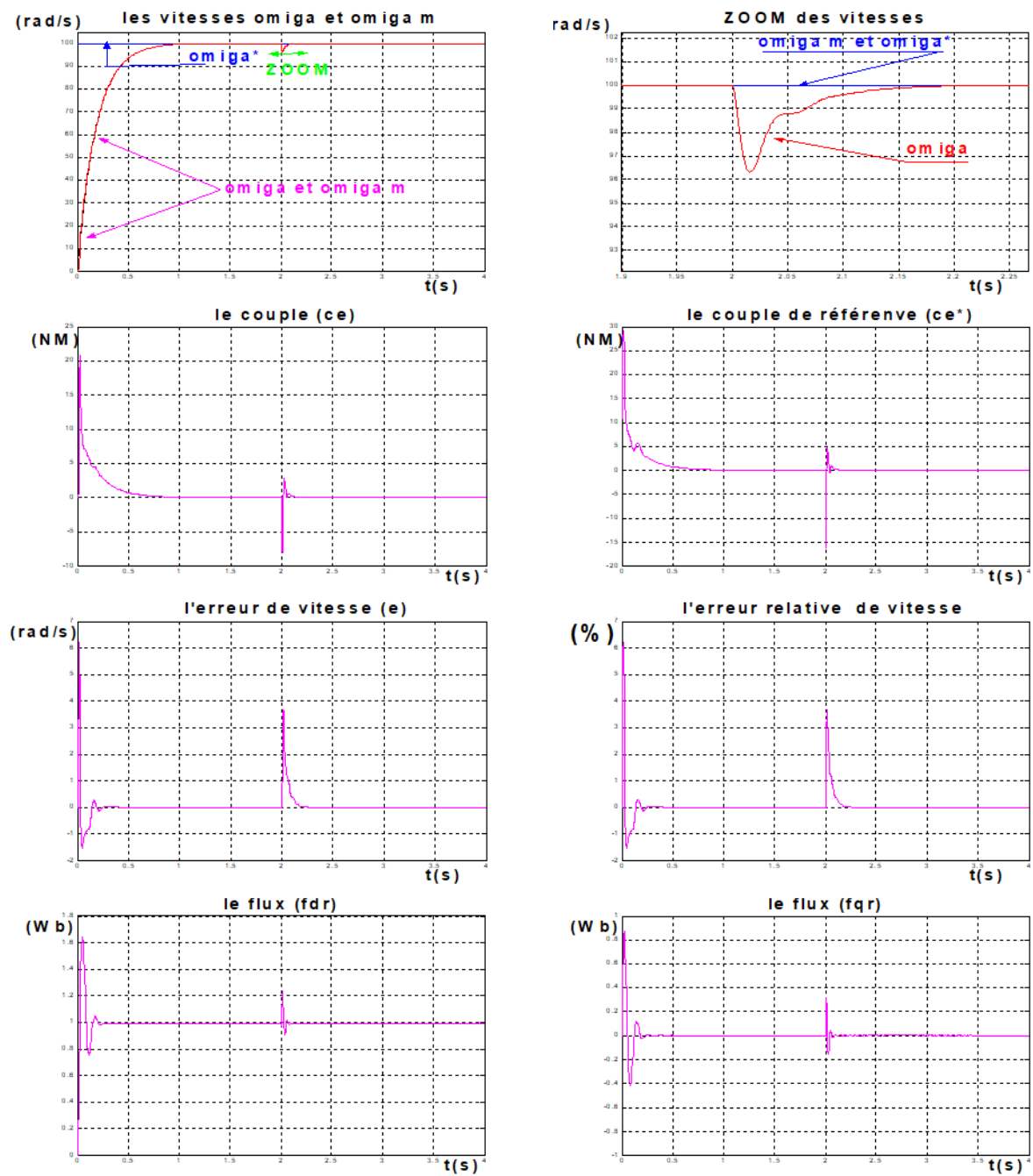


Figure (3.14) : résultats de MRAC en charge avec variation de($R_r = +50\%R_{rn}$) a $t = 2s$



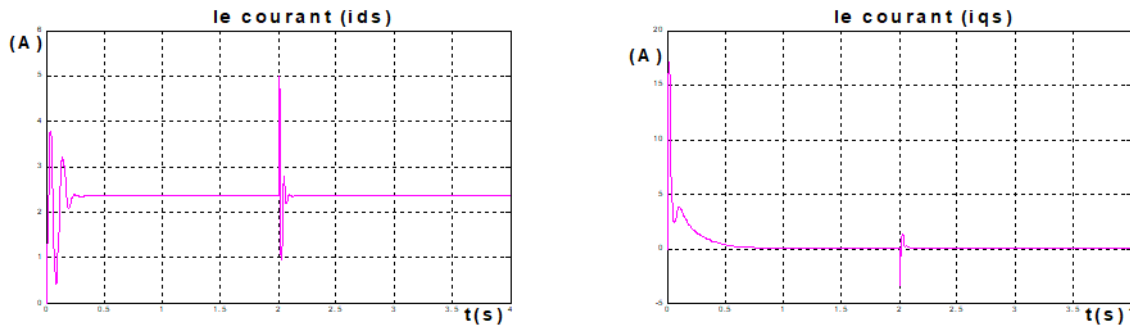


Figure (3.15) : résultats de MRAC à vide avec variation de ($R_r=150\%R_{rn}$) à $t=2s$

3.7. Interprétation:

Afin de vérifier la validité de la commande adaptative par modèle de référence simplifié (SMRAC), nous avons appliqué cette méthode au modèle de la MAS. Le modèle de référence a été donné précédemment .

La figure (3.11) donne la réponse du système pour un échelon de vitesse de (100rd/s), imposé à travers l'entrée U_m , on remarque que le système suit parfaitement le modèle de référence du premier ordre , avec une erreur très faible en régime transitoire (6%) puis elle s'annule en régime permanent, les mêmes remarques sont faites pour l'inversion de vitesse de (100rd/s à -100rd/s) Figure (3.13)

Lors d'une perturbation du couple de charge (Figure(3.12)) , on constate que le système est peu sensible aux variations de la charge .

Pour tester la robustesse de l'algorithme de commande ,on lui impose des variations paramétriques, la simulation de telles variations illustrée par (Figure (3.14),(3.15)), on remarque que la poursuite est toujours vérifiée et l'erreur est bien installée à zéro.

3.7.1. Application de la commande adaptative par modèle de référence simplifié à l'ensemble convertisseur –MAS :

Nous avons simulé l'ensemble convertisseur –MAS avec le même modèle de référence choisi précédemment (3.34) .ainsi que les paramètres de l'algorithme adaptative sont les mêmes

$$D=1 ; F = \bar{P} = L = 0.0002 ; G = \bar{M} = Q = 0.005 ; K=J/(2,5.Tr) .$$

3.7.2. Résultats de simulation :

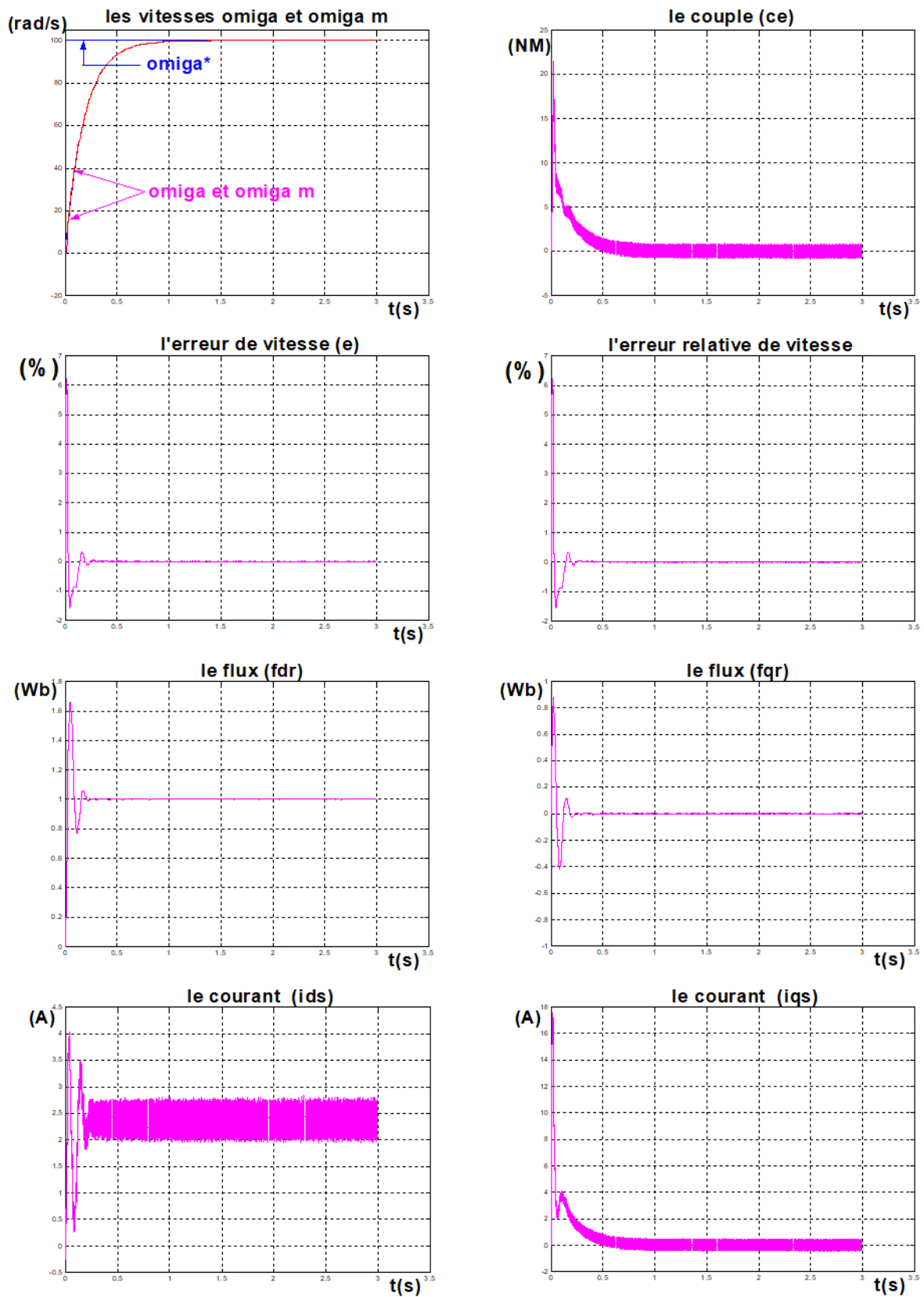
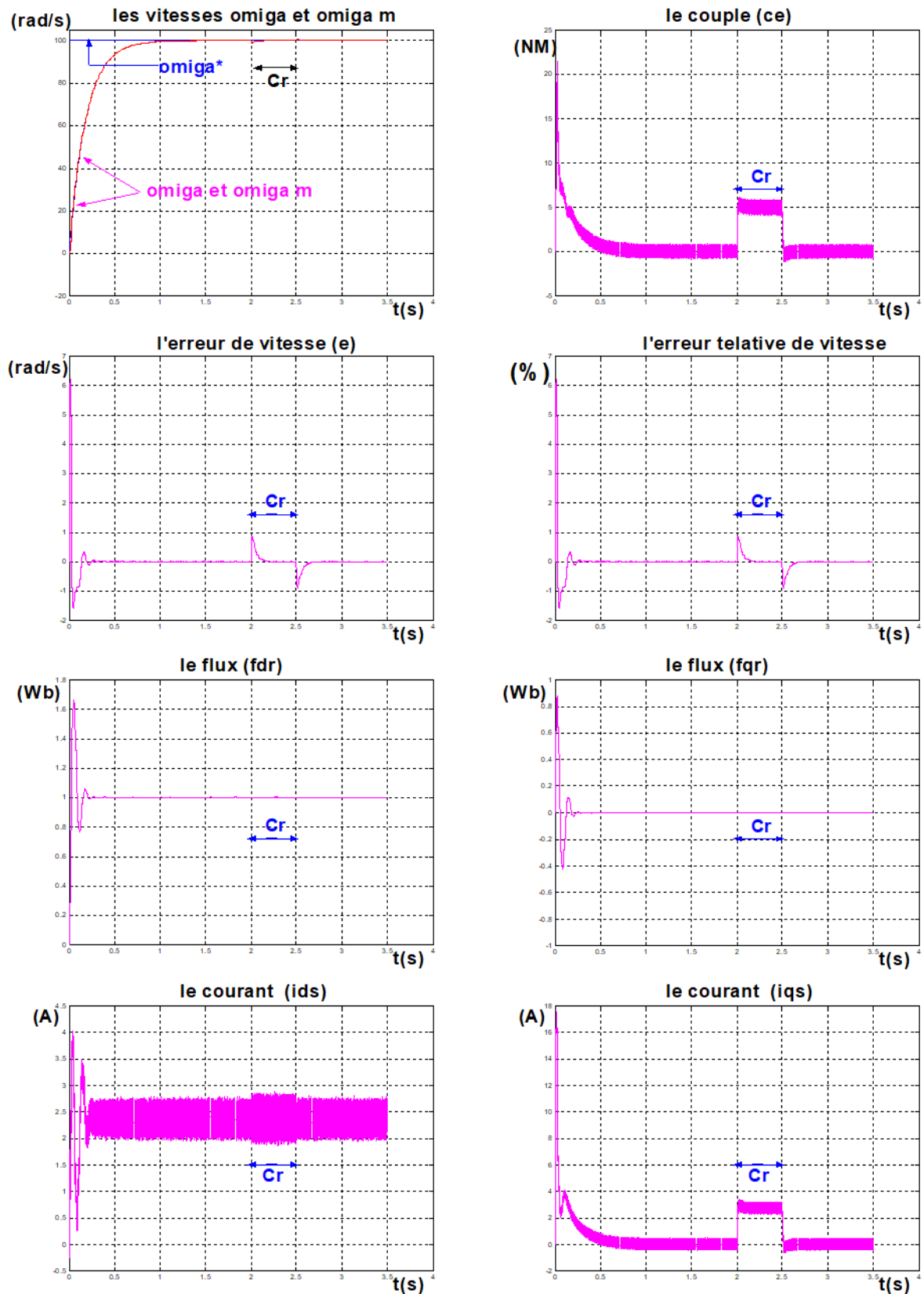


Figure (3.16) : résultats de simulation de l'association convertisseur –MRAC à vide



Figure(3.17) résultats de simulation de l'association convertisseur –MRAC avec $Cr=5ms$ entre $t=(2et 2.5)s$

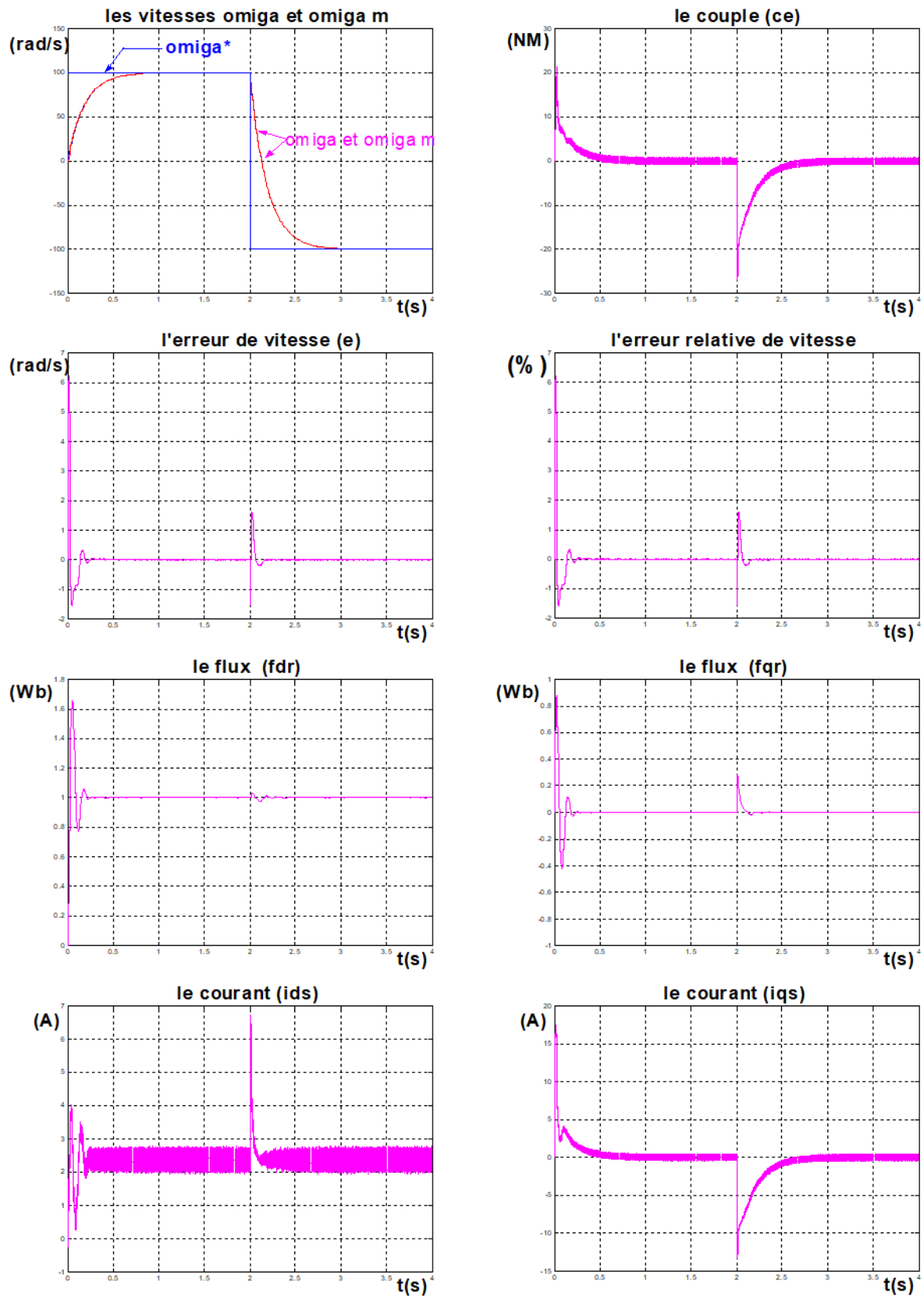


Figure (3.18) : résultats de simulation de l'association convertisseur –MRAC avec inversion de vitesse [100,-100] rad/s

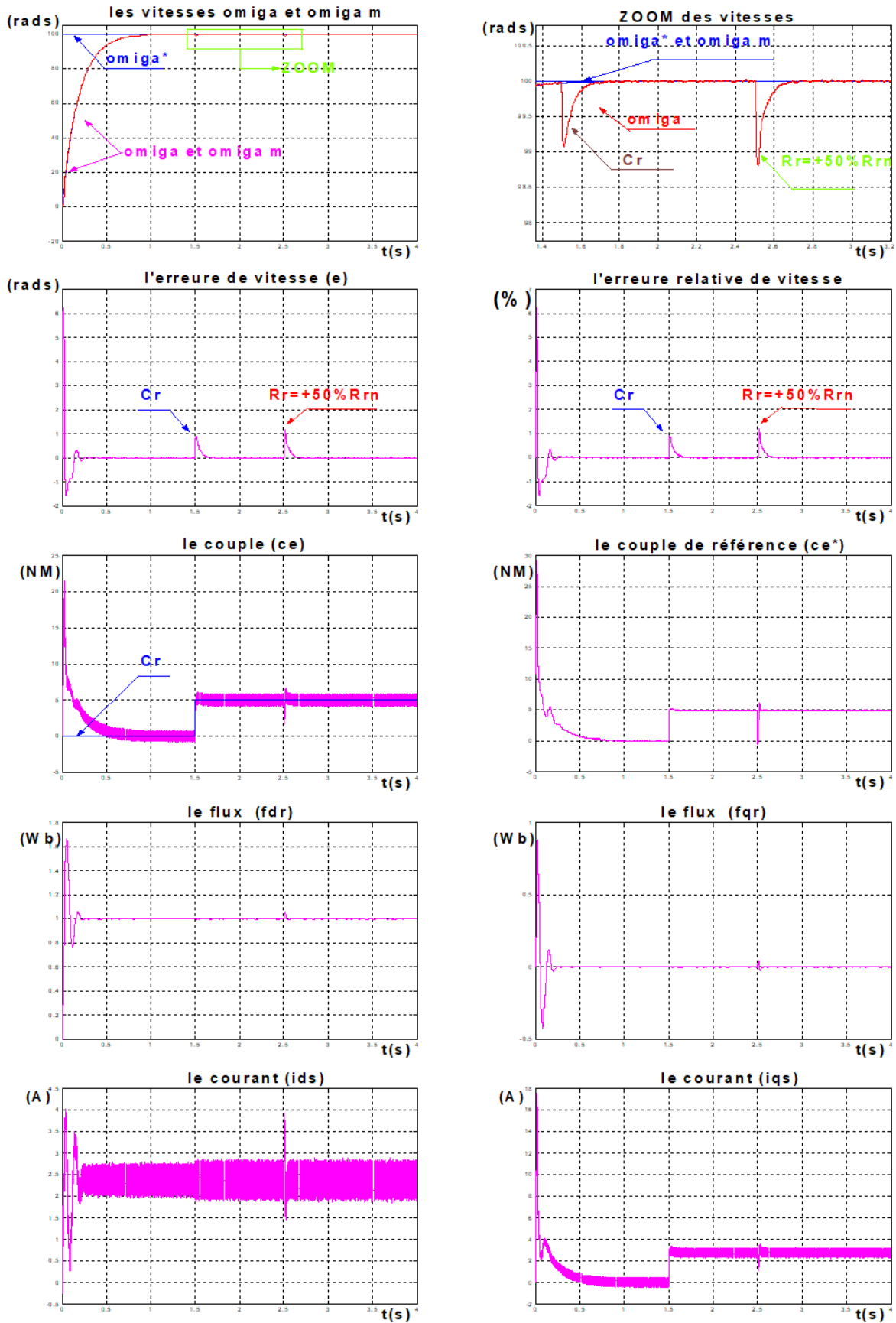


Figure (3.19) :résultats de simulation de l'association convertisseur –MRAC en charge avec variation de($R_r = +50\% R_{rn}$) a $t = 2.5s$

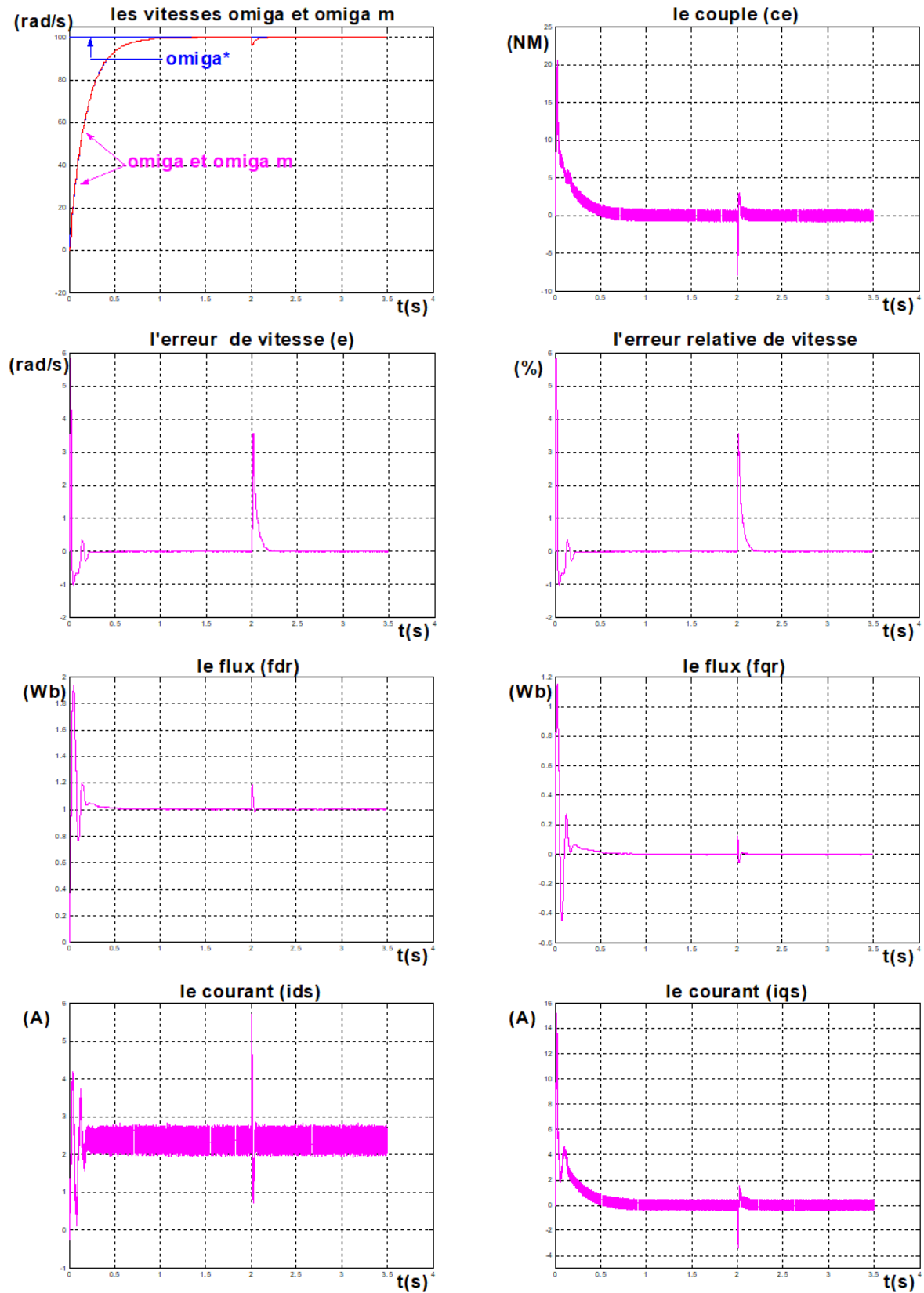


Figure (3.20):résultats de simulation de l'association convertisseur –MRAC à vide avec variation de ($R_r=150\%R_{rn}$) à $t=2$ s

3.7.3.Interprétation :

Les figures ((3.16),(3.17).(3.18).(3.19).(3.20)) présentent les mêmes résultats obtenus sans convertisseur avec des ondulations au niveau de couple et les courants avec des amplitudes moins importants pour les composants des flux. On constate que les résultats sont intéressantes(poursuit parfait , erreur statique nulle en régime permanent ,...), malgré les variations des paramètres de la machine ,figures (3.19).(3.20)

3.8.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons examiné la commande adaptative par poursuite d'un modèle dans le but d'éliminer les inconvénients qu'on a trouvé dans le réglage classique.

Les résultats de simulation montrent que cette commande donne des bons résultats malgré les variations considérables des paramètres de la machine.

Bien que l'algorithme de commande adaptative soit relativement compliqué pour la mise en œuvre aux régulateurs (PI) des commandes par flux orienté, sa introduction au niveau de la commande améliorent considérablement des réponses des systèmes.

Conclusion générale

Conclusion générale

Selon le travail que nous avons effectué on a constaté que La commande d'une MAS peut se faire suivant plusieurs techniques chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications. Le problème se pose dans le choix de telle ou telle méthode. Le recours à une méthode ou à l'autre se fait normalement en fonction des contraintes du cahier de charge, auxquelles s'ajoutent parfois les exigences nouvelles de l'économie d'énergie et de l'économie du matériel qui devraient être prises en compte. Au début nous nous sommes intéressés à présenter la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone triphasée, basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique et la mise en œuvre de son schéma de simulation. Les tests de robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique effectuée par certains chercheurs ont montré que celle-ci perd sa propriété de linéarité ce qui affecte davantage le découplage entre le flux rotorique et le couple. Afin d'améliorer la robustesse d'une telle commande de la MAS, nous avons fait appel à la commande adaptative par modèle de référence et plus particulièrement à la structure simplifiée (SMRAC), celle-ci est associée à la machine asynchrone alimentée en tension. Le choix d'une telle approche (SMRAC) est justifié uniquement par la simplicité de la structure de commande. Enfin les tests effectués par simulation (MATLAB-SIMULINK) ont montré un cas de robustesse très intéressant de ce type de commande vis-à-vis de la variation importante de la résistance rotorique (R_r) après un fonctionnement prolongé de la machine.

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] **Hubert et H. Razik**
Électrotechnique – Machines et transformateurs, « Dunod, 3e édition, 2014»
- [2] **LAIEB FADILA ET GUERROUCHE HAKIMA**
Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone, «PFE – Université M'sila 2004 »
- [3] **A. Hubert, Électrotechnique**
Machines et transformateurs, «Dunod, 2014».
- [4] **P. Krause, O. Wasynczuk, S. Sudhoff**
Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, «Wiley-IEEE, 2002».
- [5] **P.C.Krause**
Analysis of Electric machinery, «Mac Graw-Hill.1987 »
- [6] **ABID ROUBAH ET LAKHDER SAF**
commande par retour d'état d'une machine asynchrone alimentée en tension,
«PFE – Université M'sila 2002 »
- [7] **D.KHEMISSI**
la commande de position des machines asynchrones avec pilotage vectorielle,
« Thèse Magister .L'EMP 2000 »
- [8] **G.SEGUIER**
la commande de l'électronique de puissance, « Lavoisier 1995 »
- [9] **K.BERAFA**
Commande de position des machine asynchrone avec pilotage vectoriel,
« PFE – EMP, Alger 2000 »
- [10] **Gieras, J. F., Wang, Z**
Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications, CRC Press, 2021.
- [11] **Kazimierczuk, M. K., Pulse**
width Modulation for Power Converters: Principles and Practice, Wiley, 2019.
- [12] **Razzak, M., & Sawan, M.**
Control of Electrical Drives, Springer, 2018.
- [13] **GABRIEL BUCHE**
Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel,
« diplôme d'ingénieur .C.N.A.M. GRENOBLE 2001 »

[14] Mohan, N., Undeland, T. M., & Robbins, W. P.

Power Electronics: Converters, Applications, and Design, Wiley, 2020

[15] LOTFI BAGHHLI

contribution à la commande de la machine asynchrone ,utilisation de la logique floue , réseaux de neurones et des algorithmes génétiques

«Thèse de doctorat université HENRI POINCARÉ 1999»

[16] A.FAIDALAH

contribution Aa l'identification et la commande vectorielle des machines asynchrone,

« Thèse de doctorat de L'I.N.P.L 1995 »

[17] B.ROBEBS

commande numérique évolues d'actionneurs a AC

« Thèse de doctorat université catholique de louvain.1993 »

[18] TELMCENI

commande vectorielle avec régulateur adaptative de MSAP , « PFE – M'sila 1997 »

[19] S. REBBOUH & M. MOUSSAOUI

commande adaptative a modèle de référence. application a un moteur asynchrone

« PFE – M'sila 2001 »

[20] Bose, B. K

Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends, « Elsevier, 2022 »

[21] Mohan, N., Undeland, T. M., Robbins, W. P

Power Electronics: Converters, Applications, and Design, « Wiley, 2020»

[22] Benbouzid, M.E.H., & Zidani, F

Commande vectorielle des machines asynchrones – Application aux véhicules électriques, « Revue 3E.I, 2014»

[23] A.BOUGHABA

contribution a l'étude du contrôle d'une machine a induction (analyse d'algorithme de la Commande vectorielle), « thèse de magister BATNA»

[24] Y.Fu

commandes decouplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées

« Thèse doctorat soutenue à Montpellier 1991 »

ANNEXES

Annexe:**PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE**

La machine utilisée est une machine asynchrone a cage d'écureuil standard. Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

Puissance nominale	1.08 KW
Tension nominale	220/380 V
Courant nominale	2.83/ 4.91A
Nombre de pole	4
Cos φ	0.8
La vitesse de rotation	1500 tr/min

Paramètres électriques :

Résistance statorique	10 Ω
Rrésistance rotorique	6.3 Ω
Inductance cyclique du stator	0.642 H
Inductance cyclique du rotor	0.642 H
Inductance mutuelle	0.4212 H

Parameters mécaniques :

Moment de d'inertie du rotor	0.02 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	0.0001 SI